

N° d'ordre : 2011-25-TH

THÈSE DE DOCTORAT

SPECIALITE : PHYSIQUE

**Ecole Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des
Télécommunications et des Systèmes »**

Présentée par :

Najett NEJI

Sujet :

**ETUDE DE LA COMPATIBILITE RADIOELECTRIQUE DU FUTUR SYSTEME DE
COMMUNICATION AERONAUTIQUE EN BANDE L**

Soutenue le 12 Décembre 2011

devant les membres du jury :

M. Eric ALLAIX	Direction Générale de l'Aviation Civile	Chef de pôle (examineur)
M. Alain AZOULAY	SUPELEC	Professeur (directeur de thèse)
M. Pierre DEGAUQUE	Université de Lille 1	Professeur (rapporteur)
M. Raul DE LACERDA	SUPELEC	Enseignant-chercheur (encadrant)
M. Marc HELIER	Université Pierre et Marie Curie	Professeur (rapporteur)
M. Thierry LETERTRE	SUPELEC	Enseignant-chercheur (invité)
Mme Françoise PALADIAN	Université Blaise Pascal	Professeur (examinatrice)
M. Lionel PICHON	Laboratoire LGEP CNRS-SUPELEC	Directeur de recherche (examineur)
M. Olivier OUTTIER	Direction Générale de l'Aviation Civile	Ingénieur (invité)
M. Adroaldo RAIZER	Université Fédérale de Santa Catarina	Professeur (invité)

Remerciements

Mes premiers remerciements vont aux Professeurs Françoise Paladian, Pierre Degauque, Marc Hélier, Lionel Pichon et Aldorado Raizer, pour avoir bien accepté de faire partie du Jury de ma soutenance de thèse. Je tiens aussi à remercier Messieurs Eric Allaix et Olivier Outtier, de la Direction Générale de l'Aviation Civile, avec qui j'ai eu beaucoup de plaisir à collaborer depuis le début de ma thèse, et qui m'ont fait honneur d'être présents dans le Jury.

J'exprime aussi ma gratitude la plus profonde et mes remerciements les plus sincères à mon Directeur de thèse, Professeur Alain Azoulay. Merci de m'avoir transmis cette passion pour l'aéronautique, ce goût du savoir faire des analyseurs, champs et antennes, mais avant tout, merci de ta gentillesse, de ta disponibilité et de tes encouragements qui m'ont sans cesse motivés. Je n'oublierai jamais ce jour où tu m'avais proposé ce sujet de thèse pendant que j'essayais de vaincre CST Microwave Studio, c'est là où tout s'est déclenché ! J'ai été énormément ravie de t'avoir comme directeur et je te souhaite une excellente retraite.

Mes remerciements vont aussi à Monsieur Dominique Lecointe, chef du Département Électromagnétisme (EMG) de Supélec, qui a bien voulu m'accueillir au sein de ce département pendant ces trois dernières années. Je te remercie de m'avoir offert l'occasion de découvrir et de profiter de la grande richesse de ce laboratoire en termes de recherche scientifique et de moyens expérimentaux, sans laquelle il m'aurait été impossible d'accomplir cette thèse. Je remercie tout particulièrement Laurence Frémy, François Jouvie et Vincent Polledri pour leur sympathie et leur soutien.

Je ne pourrais bien sûr jamais oublier mon co-encadrant de thèse, Monsieur Thierry Letertre, enseignant chercheur au département des Télécommunications de Supélec. Merci Thierry pour ton aide précieuse, ton énorme sympathie et ta joie de vivre, j'ai admiré et j'admirerai toujours ta bonne humeur pendant tes cours et expérimentations à la Plateforme Télécommunications Multi Services (PTMS). Je te souhaite une très bonne vie de docteur qui t'attend les bras ouverts !

Par ailleurs, je me permets de remercier tout particulièrement Monsieur Alain Bravo, le Directeur Général de Supélec et Monsieur Jacques Oksman, l'ancien directeur de la recherche et des relations industrielles de Supélec, de m'avoir permis de représenter l'École lors de la cérémonie des vœux du Président de la République à l'enseignement et à la recherche en 2010. Messieurs, je vous remercie très sincèrement de votre confiance et vos encouragements.

Dans ces quelques lignes qui suivent, j'aimerais m'adresser aux nombreuses personnes que j'ai eu en outre le plaisir de connaître, du département des Télécommunications de Supélec (Docteur Marios Kountouris, Ayaz Ahmad, Jakob Hoydis, Amr Ismail, Meryem Benammar...), de la chaire Alcatel-Lucent (Professeur Mérouane

Debbah et toute son équipe, notamment Véronica Belmega et Leonardo S.Cardoso), de la chaire Thalès (Professeur Filipe Vinci), et le personnel de la bibliothèque, l'ensemble de mes collègues et enseignants du campus de Rennes, et toutes les personnes que j'ai connues du Laboratoire des Signaux et Systèmes (Lana Iwaza, Maël Le Treust...). A vous toutes et tous, je tiens à vous remercier très sincèrement d'avoir fait de ces trois dernières années la plus belle période de ma vie, de tous ces nombreux bons moments et inoubliables souvenirs qui resteront à jamais gravés dans ma mémoire. J'ai été très ravie d'avoir fait votre connaissance et d'avoir travaillé avec vous et j'ai beaucoup apprécié tant votre aide et vos conseils, parfois en des moments difficiles, que votre présence qui a créé une excellente ambiance, que je trouverai rarement ailleurs. J'ai été aussi très touchée et contente de votre support et de vos encouragements tout le long de ma thèse, en particulier pour la préparation de ma soutenance. C'est certain, rien ne serait possible sans votre soutien.

Un Grand Merci très spécial à ma collègue et chère amie Layane Abboud, qui a su me supporter surtout pendant les derniers mois de ma thèse, et de qui je garde un excellent souvenir. Layane, j'espère de tout mon coeur que tu auras une excellente thèse à la hauteur de tes espérances et je te souhaite toute la réussite dans ta vie personnelle et professionnelle.

J'aimerais à présent m'adresser à mon encadrant de thèse, Docteur Raul de Lacerda, en lui exprimant tout d'abord mes très sincères remerciements. Raul, au delà de l'estime et du respect que j'ai pour toi, je tiens à te dire que je suis très contente de t'avoir comme guide pour trouver le fil conducteur de ma recherche, et comme ami disponible et toujours prêt à m'aider. Ce fut aussi un énorme plaisir d'avoir fait ta connaissance et une grande joie de travailler avec toi. Je suis sûre que tu auras la brillante carrière que tu mérites amplement. Je suis certaine que notre collaboration scientifique ne s'arrêtera pas à la fin de la thèse, et j'espère que notre amitié le sera aussi.

Rien n'aurait été possible sans votre soutien inconditionné, votre présence à mes côtés et vos encouragements jour et nuit. Je parle bien sûr de vous : mes parents, mon frère et mes deux soeurs et mes deux oncles qui m'ont fait l'honneur de participer à ma soutenance... Mais je pense aussi très fort à mon adorable cousin -alias KH-, qui a été et est toujours là pour moi, et sans qui je ne serai jamais arrivée là où je suis à présent. KH, je ne trouve pas les mots pour exprimer mon remerciement... simplement : c'est une chance extraordinaire d'avoir dans sa vie quelqu'un d'aussi exceptionnel, humble et gentil que toi, MERCI POUR TOUT... JUSQU'AU DERNIER SOUFFLE.

Glossaire

3GPP	Third Generation Partnership Project
ACARS	Aircraft Communication Addressing and Reporting System
ACAT	Advanced Cosite Analysis Tool
ACP	Aeronautical Communication Panel
AMACS	All-purpose Multi-channel Aviation Communication System
ANSP	Air Navigation Service Provider
AP-17	Action Plan 17
ASOP	Acquire Stable Operation Point
ATC	Air Traffic Control
ATM	Air Traffic Management
B-AMC	Broadband Aeronautical Multi-carrier Communication
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BC	Broadcast
BSOP	Break Stable Operation Point
B-VHF	Broadband VHF
CC	Common Control
CEM	Compatibilité électromagnétique
CEPT	Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications
CMR	Conférence Mondiale des Radiocommunications
COCR	Communications Operating Concepts and Requirements
CRE	Compatibilité radioélectrique
DC	Dedicated Control
DGAC	Direction Générale de l'Aviation Civile
DLR	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
DME	Distance Measuring Equipment
DSB-AM	Double Side-Band Amplitude Modulation

ECC	Electronic Communication Committee
ENRI	Electronic Navigation Research Institute
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
EUROCAE	European Organization for Civil Aviation Equipment
EUROCONTROL	European Organisation for the Safety of Air Navigation
FAA	Federal Aviation Administration
FCI	Future Communication Infrastructure
FCS	Future Communication System
FDD	Frequency Division Duplexing
FFT	Fast Fourier Transform
FL	Forward Link
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GNSS	Global Navigation Satellite Service
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile communications
GS	Ground Station
IFR	Instrument Flight Rules
IIT	Illinois Institute of Technology
INT	Interrogateur
ISM	Industriel, Scientifique, Médical
ITU	International Telecommunication Union
JTIDS / MIDS	Joint Tactical Information Distribution System / Multifonctionnal Information Distribution System
L-DACS	L-band Digital Aeronautical Communication System
LDL	L-band Data Link
MAC	Medium Access Control Layer
MCS	Multiple Choice Sequences
MF	Multiframe

MS	Mobile Station
MSK	Minimum Shift Keying
M-PSK	M-ary Phase Shift Keying
M-QAM	M-ary Quadratic Amplitude Modulation
NASA	National Aeronautics and Space Administration
NBI	Narrowband Interference
NEWSKY	NEtWorking the SKY
NextGen	Next Generation Air Transportation System
NM	Nautical Miles
NRZ	Non Return to Zero
OACI	Organisation de l'Aviation Civile Internationale
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OPNET	Optimized Network Engineering Tools
OSI	Open System Interconnection
P34	Public Safety Communications Standard APCO Project 34
PHY	Physical layer
PTMS	Plateforme Télécommunications Multi Services
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RA	Random Access
RF	Radio Frequency
RL	Reverse Link
RP	Radiowave Propagation
RSBN	Short Range Radio Navigation System
RTCA	Radio Technical Commission for Aeronautics
SCW	Sub Carrier Weighting
SEAMCAT	Spectrum Engineering Advanced Monte-Carlo Tool
SESAR	Single European Sky ATM Research

SF	Superframe(s)
SINR	Signal to Noise plus Interference Ratio
SIR	Signal to Interference Ratio
SMA(R)	Service Mobile Aéronautique (Route)
SMAS(R)	Service Mobile Aéronautique par Satellite (Route)
SM	Spectrum Management
SNR	Signal to Noise Ratio
SRNA	Service de Radionavigation Aéronautique
SSR	Secondary Surveillance Radar
TACAN	TACTical Air Navigation
TCAS	Traffic Collision Avoidance System
TDD	Time Division Duplexing
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TIA-902	Telecommunications Industry Association Standard 902
TRA	Transpondeur
UAT	Universal Access Transceiver
UHF	Ultra Haute Fréquence
UIT	Union Internationale des Télécommunications
UIT-R	Union Internationale des Télécommunications - Secteur des Radiocommunications
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VDL	VHF Digital Link
VHF	Very High Frequency
VOR	VHF Omni Range
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

Résumé de la thèse

Au début des années 2000, les instances aéronautiques ont exprimé le besoin de développer un nouveau système de radiocommunication aéronautique du fait de l'augmentation du trafic aérien et de la saturation croissante des capacités de communication radio entre les aéronefs et les stations de contrôle aérien. L'une des composantes de ce système, nommée L-DACS ("*L-band Digital Aeronautical Communication System*"), devrait opérer dans la bande L aéronautique (960-1164 MHz), dans laquelle fonctionnent également de nombreux autres systèmes radioélectriques. La compatibilité radioélectrique (CRE) de L-DACS avec ces systèmes est un des facteurs principaux à prendre en considération dans le développement d'un tel système.

L'objectif principal de cette thèse est d'identifier les principaux problèmes reliés à la CRE et d'en étudier les cas critiques. Ces travaux sont fondamentaux en aéronautique, puisque tout dysfonctionnement dans la communication ou dans les systèmes de radionavigation peut mettre en danger la sécurité du vol. Les conclusions de cette thèse contribueront à la normalisation du système L-DACS et à la finalisation de ses spécifications.

Dans une première étape, on étudie l'état de l'art dans les communications aéronautiques et en CRE. On analyse en particulier les dernières spécifications des deux systèmes candidats L-DACS.

Ensuite, on propose un algorithme de calcul de brouillage dans le but d'étudier la CRE dans le domaine fréquentiel, d'en identifier et d'en traiter les cas critiques. L'analyse fréquentielle étant insuffisante dans plusieurs cas, on propose alors une approche temporelle d'étude de CRE. Après en avoir présenté les avantages, on présente un exemple d'étude de l'effet d'un système L-DACS sur un récepteur DME ("*Distance Measuring Equipment*") à l'aide d'un banc de test CRE aéronautique. Cette thèse a été réalisée en collaboration avec la Direction Générale de l'Aviation Civile (DGAC), qui est un acteur principal pour la réglementation des communications et un affectataire de fréquence pour le spectre aéronautique en France. La thèse contribue aux études menées par la DGAC à l'échelle nationale et internationale.

Dans les perspectives, on propose la poursuite de cette étude par une approche temporelle plus générale pour étudier la CRE entre des systèmes radioélectriques quelconques en tenant compte de paramètres supplémentaires liés à la dynamique des systèmes et aux propriétés de leurs technologies.

Mots clés: compatibilité radioélectrique, communication aéronautique, brouillage, L-DACS, DME, partage en fréquence, gestion du spectre radioélectrique.

Table des Matières

1	Introduction	1
1.1	Contexte et motivations de la thèse	1
1.2	Organisation du manuscrit	6
2	État de l'art	9
2.1	Introduction	9
2.2	Les systèmes de communication aéronautique	10
2.2.1	Nécessité d'un nouveau système de communication	10
2.2.2	Cadre du développement du nouveau système	12
2.2.3	État d'avancement du système FCS	12
2.2.4	Le système L-DACS	13
2.2.5	Principales caractéristiques des candidats L-DACS	13
2.3	La Compatibilité Radioélectrique (CRE)	18
2.3.1	Définition	18
2.3.2	Bases de l'analyse de CRE	18
2.3.3	Méthodes actuelles d'analyse	23
2.3.4	Réglementation et normalisation	28
2.4	Techniques de suppression de brouillage à bord des avions	29
2.4.1	Cas du L-DACS1	31
2.4.2	Cas du L-DACS2	33
2.4.3	Technique du "bus de suppression"	33
2.5	Conclusion	34
3	Identification des scénarios critiques	35
3.1	Introduction	35
3.2	Systèmes radio utilisant la bande L aéronautique	35
3.3	Scénarios typiques de brouillage	38
3.4	Justification des choix sélectionnés dans ce mémoire	41
3.4.1	Scénario co-site et scénario air - air	41
3.4.2	Choix du système L-DACS en tant que brouilleur	42
3.4.3	Choix du système DME comme système victime prioritaire	42
3.4.4	Choix du système L-DACS2 pour les études expérimentales	42
3.5	Conclusion	42
4	Compatibilité radioélectrique air - air	45
4.1	Introduction	45
4.2	Présentation et méthode générale	46
4.2.1	Hypothèses	46
4.2.2	Démarche	46
4.3	Calcul du niveau de brouillage	46

4.3.1	Modélisation de l'environnement aéronautique	46
4.3.2	Brouillage à un niveau de vol fixé	49
4.3.3	Distribution spatiale des brouilleurs	49
4.3.4	Distribution fréquentielle des brouilleurs	52
4.3.5	Niveau de brouillage avec séparation spatiale et/ou fréquentielle	55
4.4	Analyse du niveau de brouillage	56
4.4.1	Présentation générale et paramètres	56
4.4.2	Effet du nombre de brouilleurs	57
4.4.3	Effet de la largeur de bande du récepteur victime	60
4.5	Conséquences sur deux cas de brouillage	62
4.5.1	Brouillage d'un récepteur idéal	62
4.5.2	Brouillage d'un récepteur DME	67
4.6	Conclusion	71
5	Compatibilité radioélectrique co-site (même aéronef)	73
5.1	Introduction	73
5.2	Présentation et méthode générale	74
5.2.1	Scénario de brouillage	74
5.2.2	Insuffisance de l'analyse fréquentielle	75
5.2.3	L'approche temporelle : démarche générale	76
5.3	Caractérisation temporelle des signaux	77
5.3.1	Le signal brouilleur L-DACS2	77
5.3.2	Le signal utile DME	78
5.4	Implémentation du scénario de brouillage	79
5.4.1	Analyse par la simulation	79
5.4.2	Analyse par l'expérimentation	81
5.5	Analyse des performances du récepteur victime	97
5.5.1	Effet du taux d'occupation de canal	98
5.5.2	Effet de la modulation du signal brouilleur	108
5.6	Conclusion	112
6	Conclusion et perspectives	113
6.1	Conclusion	113
6.2	Perspectives	116
A	Bilan de liaison L-DACS1	119
B	Bilan de liaison L-DACS2	121
C	Organisation de la communication L-DACS1	123
D	Organisation de la communication L-DACS2	125
E	Critère de protection du récepteur L-DACS1	127

F	Critère de protection du récepteur L-DACS2	129
G	Vers l'automatisation des expérimentations	131
G.1	Comment analyser l'information de synchronisation DME ?	132
G.2	Comment récupérer l'information de synchronisation DME ?	132
G.3	Comment automatiser les mesures ?	133
G.3.1	Algorithme pour le calcul du BSOP	134
G.3.2	Algorithme pour le calcul du ASOP	134
	Bibliographie	137

Liste des Figures

1.1	Prévisions d'évolution du trafic en Europe pour 2012 (source [1]) . . .	1
1.2	Communications avec un aéronef à différentes phases de vol.	2
1.3	Calendrier de développement de la FCI (source [2]).	3
1.4	Critères pour le choix de technologie FCI (source [2]).	4
1.5	Calendrier de développement du système L-DACS (source [2]). . . .	5
1.6	Antennes à bord d'un même aéronef (source : http://www.pilotlist.org/dispo/jd8/page.htm).	5
2.1	Solutions proposées vs. évolution du trafic (source [3])	11
2.2	Gain de l'antenne L-DACS embarquée entre -90° et 0° (source [4]) .	14
2.3	Diagramme de rayonnement de l'antenne L-DACS au sol, dans le plan d'élévation	15
2.4	Diagramme de rayonnement de l'antenne L-DACS embarquée, dans le plan d'élévation	15
2.5	Schéma type de la compatibilité radioélectrique : brouilleur (système 2) vs. victime (système 1)	19
2.6	Paramètres nécessaires à une étude de CRE	19
2.7	Description des rayonnements hors bande et rayonnements non désirés	20
2.8	Filtre de réception d'un système radioélectrique	21
2.9	Brouillage en bande adjacente	22
2.10	Puissance de brouillage tolérable à l'entrée du récepteur victime . . .	25
2.11	Masques d'émission des équipements L-DACS embarqués	30
2.12	Masques d'émission des équipements L-DACS au sol	31
3.1	Occupation spectrale de la bande aéronautique L (960 à 1215 <i>MHz</i>)	36
3.2	Phases de vol d'un aéronef	38
3.3	Scénarios de brouillage	39
3.4	Équipements/antennes à bord d'un aéronef A320	41
4.1	Coordonnées d'un brouilleur dans un repère sphérique centré sur le récepteur victime	47
4.2	Brouilleurs L-DACS1 les plus puissants avec l'antenne 1 isotrope . .	50
4.3	Brouilleurs L-DACS2 les plus puissants avec l'antenne 1 isotrope . .	51
4.4	Brouilleurs L-DACS1 les plus puissants avec l'antenne 2 spécifiée . .	51
4.5	Brouilleurs L-DACS2 les plus puissants avec l'antenne 2 spécifiée . .	52
4.6	Position des treize brouilleurs les plus puissants autour du récepteur victime (antenne de réception isotrope) avec deux cas d'étude : cas de brouilleurs L-DACS avec l'antenne 1 (isotrope) et cas de brouilleurs L-DACS avec l'antenne 2 (conforme aux spécifications de L-DACS).	53

4.7	Répartition des fréquences centrales des brouilleurs co-fréquence autour de celle du récepteur victime, pour $n_B = 4$.	54
4.8	Répartition des fréquences centrales des brouilleurs co-fréquence autour de celle du récepteur victime, pour $n_B = 5$.	55
4.9	Puissance totale et contributions individuelles de brouillage reçues à l'entrée du récepteur victime en fonction du nombre de brouilleurs : cas brouilleurs L-DACS1, antenne 1	58
4.10	Puissance totale et contributions individuelles de brouillage reçues à l'entrée du récepteur victime en fonction du nombre de brouilleurs : cas brouilleurs L-DACS1, antenne 2	58
4.11	Puissance totale de brouillage et contributions individuelles reçues à l'entrée du récepteur victime en fonction du nombre de brouilleurs : cas brouilleurs L-DACS2, antenne 1	59
4.12	Puissance totale de brouillage et contributions individuelles reçues à l'entrée du récepteur victime en fonction du nombre de brouilleurs : cas brouilleurs L-DACS2, antenne 2	59
4.13	Puissance totale de brouillage à l'entrée du récepteur victime, en présence de 13 brouilleurs L-DACS et en fonction de la largeur de bande passante de réception.	61
4.14	Densité de puissance de brouillage totale à l'entrée du récepteur victime en considérant une séparation géographique.	63
4.15	Densité de puissance de brouillage totale à l'entrée du récepteur victime en considérant une séparation géographique et fréquentielle avec L-DACS1 et l'antenne 1	64
4.16	Densité de puissance de brouillage totale à l'entrée du récepteur victime en considérant une séparation géographique et fréquentielle avec L-DACS1 et l'antenne 2	65
4.17	Densité de puissance de brouillage totale à l'entrée du récepteur victime en considérant une séparation géographique et fréquentielle avec L-DACS2 et l'antenne 1	65
4.18	Densité de puissance de brouillage totale à l'entrée du récepteur victime en considérant une séparation géographique et fréquentielle avec L-DACS2 et l'antenne 2	66
4.19	Filtre de réception du récepteur DME utilisé dans les simulations	68
4.20	Densité de puissance totale de brouillage à l'entrée du récepteur victime DME en considérant une séparation géographique et fréquentielle avec L-DACS1 et l'antenne 2	69
4.21	Densité de puissance totale de brouillage à l'entrée du récepteur victime DME en considérant une séparation géographique et fréquentielle avec L-DACS2 et l'antenne 2	70
4.22	Densité de puissance de brouillage à l'entrée du récepteur victime DME en considérant un brouilleur L-DACS1 et un seul, en cas de brouillage co-fréquence	70

4.23	Densité de puissance de brouillage à l'entrée du récepteur victime DME en considérant un brouilleur L-DACS2 et un seul, en cas de brouillage co-fréquence	71
5.1	Description du scénario de brouillage	75
5.2	Structure d'une paire d'impulsions gaussiennes DME	79
5.3	Équipements DME commerciaux pour les expérimentations	81
5.4	Informations affichées par l'interrogateur DME synchronisé	82
5.5	Schéma du montage pour mesure de CRE en mode conduit	83
5.6	Banc de test de CRE aéronautique pour mesure de CRE en mode conduit	84
5.7	Schéma équivalent du banc de test CRE en mode conduit	84
5.8	Bilan de liaison du port 1 vers le port 2 en mode conduit	85
5.9	Bilan de liaison du port 2 vers le port 1 en mode conduit	85
5.10	Bilan de liaison du port 3 vers le port 1 en mode conduit	85
5.11	Bilan de liaison du port 1 vers le port 3 en mode conduit	86
5.12	Bilan de liaison du port 2 vers le port 3 en mode conduit	86
5.13	Bilan de liaison du port 3 vers le port 2 en mode conduit	87
5.14	Schéma du montage pour mesure de CRE en mode rayonné	87
5.15	Schéma du montage pour mesure de CRE en mode rayonné	88
5.16	Paramètres accessibles du transpondeur DME pour les essais expéri- mentaux	90
5.17	Signal temporel L-DACS2 modulé GMSK en bande de base	94
5.18	Chargement de la forme d'onde du signal dans le logiciel	95
5.19	Réglage de la fréquence d'échantillonnage du signal	96
5.20	Définition des paramètres RF du signal	96
5.21	Paramétrage du taux d'occupation de canal par le signal	97
5.22	Signal temporel impulsionnel observé avec un analyseur de spectre	98
5.23	Probabilité de succès de synchronisation DME en présence du brouilleur L-DACS2	99
5.24	État de synchronisation DME en mode conduit co-canal et en présence du brouilleur L-DACS2 (temps de synchronisation maximal égal à 2 secondes.	101
5.25	Mesures BSOP des performances du DME en mode rayonné en présence du brouilleur L-DACS2	103
5.26	Mesures ASOP des performances du DME en mode rayonné en présence du brouilleur L-DACS2	104
5.27	Mesures ASOP et BSOP su rapport de protection du récepteur de l'interrogateur DME utilisé dans les expérimentations	106
5.28	Spectre du signal brouilleur L-DACS2 utilisé dans les expérimentations	107
5.29	Constellation des deux modulations 16-PSK et 16-QAM	111
A.1	Bilan de liaison complet du système L-DACS1.	120

B.1	Bilan de liaison complet du système L-DACS2.	122
C.1	Structure d'une super-trame, système L-DACS1 (source [5]).	123
C.2	Structure d'une trame d'accès aléatoire, système L-DACS1 (source [5]).	124
D.1	Structure d'un slot basique RL, système L-DACS2 (source [6]).	125
D.2	Structure d'une trame, système L-DACS2.	126
E.1	Performances du système L-DACS1 en fonction du SNR.	127
E.2	Performances du système L-DACS1 en fonction de E_b/N_0	128
F.1	Performances du système L-DACS2 en fonction du SNR.	129
F.2	Performances du système L-DACS2 en fonction de E_b/N_0	130
G.1	Analyseur de signal Agilent N9010A.	131
G.2	Signal DME affiché par l'analyseur en mode recherche.	132
G.3	Signal DME affiché par l'analyseur en mode poursuite.	133

Liste des Tableaux

2.1	Paramètres des émetteurs L-DACS1	16
2.2	Paramètres des récepteurs L-DACS1	16
2.3	Caractéristiques générales de la modulation pour L-DACS1	16
2.4	Paramètres des émetteurs L-DACS2	17
2.5	Paramètres des récepteurs L-DACS2	17
2.6	Caractéristiques générales de la modulation pour L-DACS2	17
4.1	Bilan de liaison sur un récepteur parfait	63
5.1	Durée des signaux L-DACS2 dans une trame (sources [6, 7])	78
5.2	Mesures ASOP en % des taux d’occupation de canal tolérables par le brouilleur L-DACS2 pour différentes modulations et différents <i>SIR</i> .	110
D.1	Durée des slots dans les parties d’une trame L-DACS2.	126

Introduction

Contents

1.1	Contexte et motivations de la thèse	1
1.2	Organisation du manuscrit	6

1.1 Contexte et motivations de la thèse

Depuis leur introduction et jusqu'à nos jours, les communications aéronautiques continentales entre un pilote et un contrôleur aérien sont essentiellement assurés par des systèmes fonctionnant dans la bande aéronautique VHF ("*Very High Frequency*") de 118 *MHz* à 137 *MHz*. La plupart de ces communications sont vocales et utilisent un système à modulation analogique. Plus récemment, d'autres systèmes numériques ont été introduits par l'aviation civile afin de permettre l'échange de données. Ces systèmes ont été implémentés dans certaines régions du globe et dépendent de la normalisation internationale.

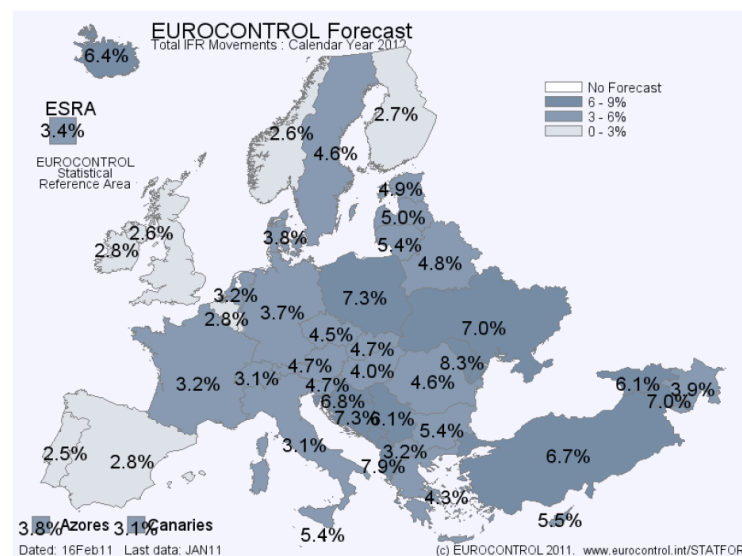


Figure 1.1: Prévisions d'évolution du trafic en Europe pour 2012 (source [1])

Or, ces dernières années, l'environnement aéronautique a évolué. En effet, les autorités aéronautiques mondiales prévoient une augmentation du trafic aérien dans toutes les régions du globe. On présente par exemple les prévisions pour l'Europe pour l'année 2012 à la figure 1.1. Selon ces prévisions, en 2025 le nombre d'aéronefs opérationnels dépasserait le double de leur nombre en 2005. En conséquence, les autorités aéronautiques ont formulé de nouveaux besoins, par exemple de plus larges ressources spectrales et des débits de communication numérique plus élevés. En revanche, les systèmes actuels ne permettraient pas de suivre cette évolution. Ainsi, une congestion du spectre aéronautique VHF dans les régions à forte charge de trafic aurait lieu à l'horizon 2015 - 2020. Quelques solutions ont été proposées pour améliorer les technologies existantes mais elles seraient insuffisantes à long terme.

Dans ce contexte, un projet euro-américain a été lancé depuis 2004 pour le développement d'un futur système de communication aéronautique FCS (*"Future Communication System"*). Le principe de ce projet est de créer une solution générique assurant la communication avec un aéronef pendant toutes ses phases de vol, comme l'indique la figure 1.2. Parmi d'autres avantages, cette structure permettrait ainsi d'avoir une bonne qualité de communication air-sol (*i.e.* entre un aéronef et une station de contrôle), mais aussi air-air (*i.e.* entre aéronefs).

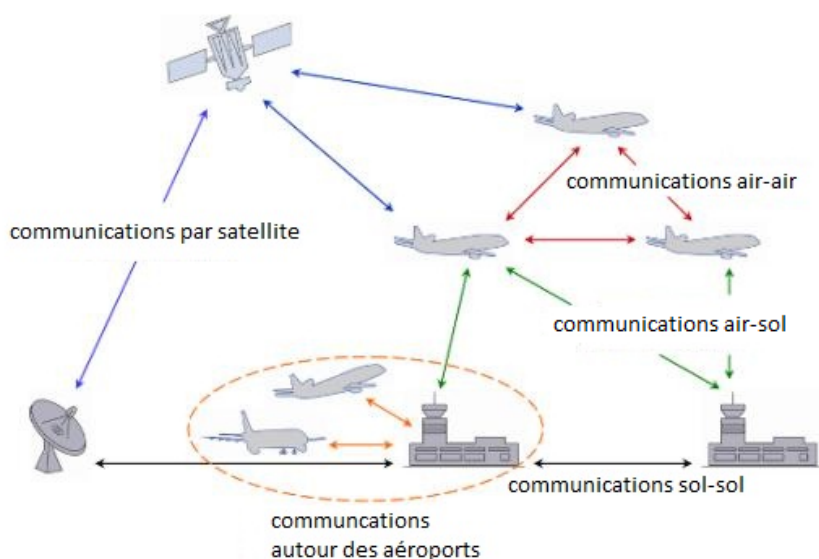


Figure 1.2: Communications avec un aéronef à différentes phases de vol.

Pour atteindre cet objectif, plusieurs chercheurs, partenaires industriels et membres d'organisations aéronautiques sont impliqués et coopèrent pour concevoir et déployer une Future Infrastructure de Communication (FCI : *"Future Communication Infrastructure"*), selon le calendrier présenté à la figure 1.3. La mise en place de cette nouvelle structure dans l'aéronautique permettrait d'introduire de nouveaux

services et d'automatiser certaines communications, tout en assurant une meilleure sécurité des vols.

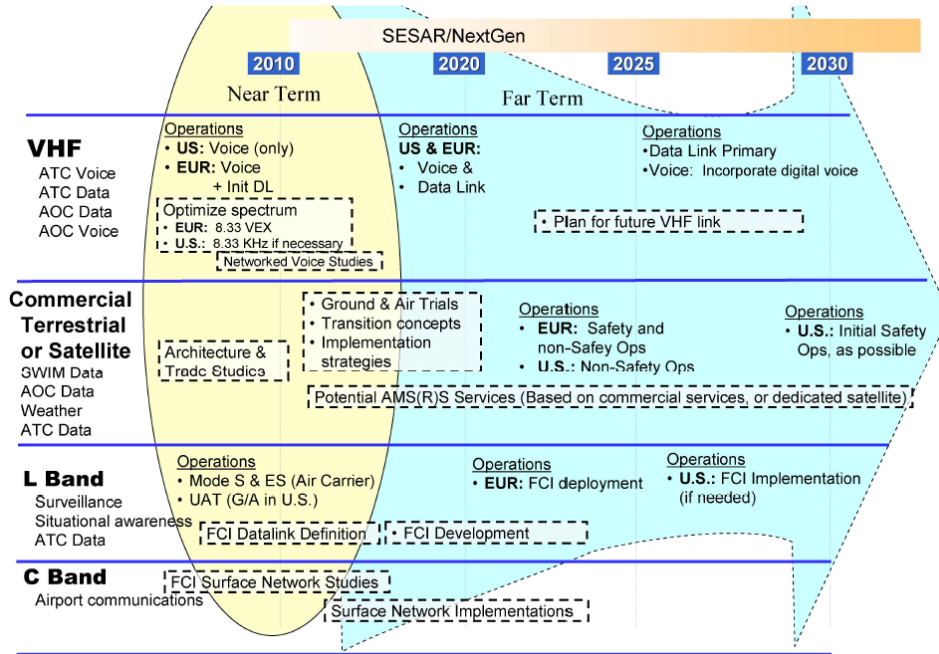


Figure 1.3: Calendrier de développement de la FCI (source [2]).

Pendant la première étape du projet, plusieurs technologies (environ une cinquantaine) ont été comparées selon onze critères illustrés à la figure 1.4 pour déterminer parmi elles, la plus appropriée aux nouveaux besoins exprimés par les instances aéronautiques. Les résultats de cette étude, publiés en 2007, mettent en évidence qu'aucune technologie existante ne pourrait offrir des performances optimales pendant toutes les phases de vol. Ainsi, la FCI comportera plusieurs composantes qui fonctionneront dans des bandes de fréquence différentes.

Parmi ces composantes, le système L-DACS ("*L-band Digital Aeronautical Communication System*") serait en charge des communications continentales. Il s'agit d'un système de radiocommunication numérique qui serait opérationnel en plus des systèmes existants dans la bande VHF aéronautique, avec des fonctionnalités supplémentaires. Le développement de L-DACS suit un calendrier précis décrit à la figure 1.5 et qui peut être mis à jour en fonction de l'avancement du projet.

Le système L-DACS devrait opérer dans une partie de la bande L aéronautique (de 960 MHz à 1164 MHz) dans laquelle fonctionnent déjà plusieurs systèmes aéronautiques. De plus, d'autres systèmes de téléphonie mobile et des systèmes de communication par satellite fonctionnent au voisinage de cette bande de fréquences.

Les antennes associées à ces systèmes peuvent être très proches les unes des autres à bord d'un même aéronef, comme l'indique la figure 1.6.

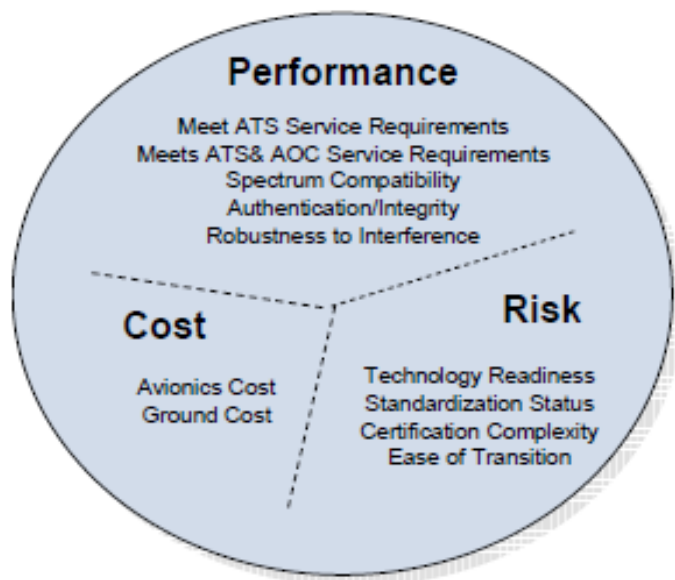


Figure 1.4: Critères pour le choix de technologie FCI (source [2]).

Ainsi, il paraît important d'assurer que L-DACS fonctionnera de manière satisfaisante en présence de ces systèmes sans engendrer lui-même des perturbations électromagnétiques qui pourraient altérer le fonctionnement des systèmes existants. On parle alors d'études de compatibilité radioélectrique (CRE) entre L-DACS et les systèmes existants. Ces études font partie des étapes premières du projet de développement du système L-DACS et sont primordiales pour les prochaines étapes. Par ailleurs, les membres du projet avaient prévu de finir l'étape de CRE avant la fin de l'année 2011 (voir figure 1.5). A l'heure actuelle, deux technologies candidates ont été retenues en 2007 pour implémenter L-DACS et le choix entre elles devrait s'effectuer à l'horizon 2012.

Dans ce contexte particulier, l'objectif principal de cette thèse est d'identifier les principaux problèmes reliés à la CRE et d'étudier ses cas critiques. Ces travaux sont particulièrement fondamentaux pour les applications aéronautiques, étant donné que tout dysfonctionnement dans la communication ou dans les systèmes de radionavigation peut mettre en danger la sécurité du vol. En conséquence, la non-compatibilité d'un système candidat L-DACS parmi les deux présélectionnés avec les systèmes existants implique la non faisabilité de sa technologie.

Les études de CRE réalisées dans le cadre de la thèse sont aussi importantes pour

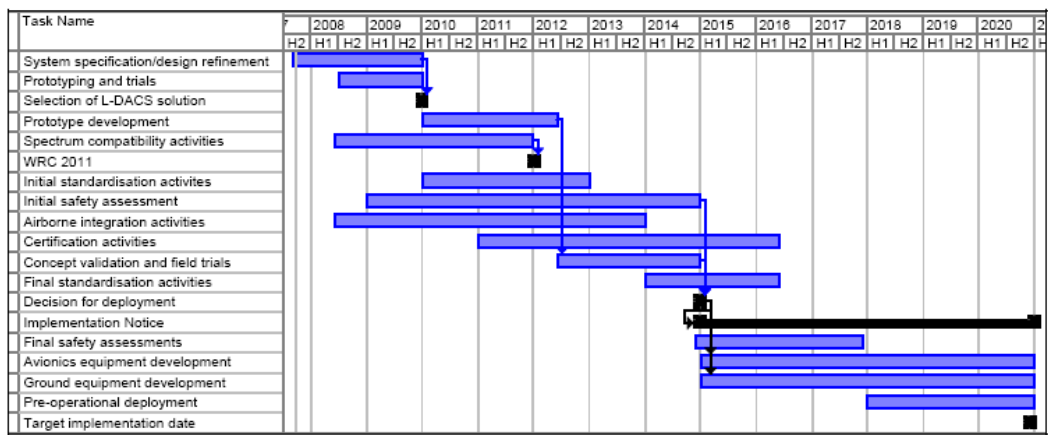


Figure 1.5: Calendrier de développement du système L-DACS (source [2]).



Figure 1.6: Antennes à bord d'un même aéronef (source : <http://www.pilotlist.org/dispo/jd8/page.htm>).

la normalisation du système L-DACS et les résultats seront utiles en vue d'établir les spécifications finales des systèmes candidats L-DACS. Pour toutes ces raisons, ce travail de thèse est effectué en collaboration avec la Direction Générale de l'Aviation Civile (DGAC), qui est un acteur principal pour la réglementation des communications et affectataire de fréquence pour le spectre aéronautique en France. La thèse contribue aux études menées par la DGAC dans le cadre de l'étude du Futur Système de Communication Aéronautique FCS (*"Future Communication System"*) à l'échelle nationale et européenne.

1.2 Organisation du manuscrit

Plus spécifiquement, on détaille dans le présent mémoire les travaux et résultats accomplis pendant les trois années de thèse.

Dans une première étape, au chapitre 2, on étudie l'état de l'art sur les systèmes de communication aéronautique, en analysant les spécifications des deux systèmes candidats L-DACS présélectionnés, et sur la compatibilité radioélectrique (CRE). On cite en particulier quelques techniques utilisées pour réduire les niveaux de brouillage à bord des avions.

L'étude de la CRE entre un système L-DACS et les autres systèmes fonctionnant dans sa bande ou dans des bandes voisines met en évidence deux aspects. D'une part, ces systèmes sont nombreux et différents, et d'autre part pour chacun de ces systèmes, plusieurs scénarios de brouillage sont à analyser. Étant donnée la durée limitée de la thèse, il paraissait difficile d'analyser ces cas de manière exhaustive. On se propose alors au chapitre 3 de présenter les différents systèmes et scénarios possibles et d'identifier parmi ceux-ci les deux scénarios les plus critiques à étudier au cours de la thèse.

Au chapitre 4, on étudie le premier scénario identifié, appelé brouillage air - air, dans lequel les deux équipements brouilleur et brouillé sont localisés dans des avions distincts. Pour ce faire, on adopte une méthodologie d'étude dans le domaine fréquentiel basée sur un modèle déterministe. Ainsi, on propose un algorithme pour calculer le niveau de brouillage dans le cas le plus défavorable. On applique cet algorithme pour étudier le brouillage causé par les systèmes L-DACS sur un récepteur idéal puis sur un récepteur DME (*"Distance Measuring Equipment"*) embarqué de nos jours dans tous les avions volant aux instruments (IFR).

A travers ces deux exemples d'étude de brouillage air - air, on remarque que l'analyse fréquentielle semble insuffisante lorsque les deux systèmes brouilleur et brouillé utilisent des fréquences proches. La situation paraît plus critique si de plus, les positions des deux équipements sont proches : c'est le cas pour le scénario co site,

deuxième scénario identifié au chapitre 3, que l'on se propose d'étudier dans le chapitre 5, et dans lequel les équipements brouilleur et brouillé sont localisés à bord d'un même aéronef. Pour analyser ce scénario, on propose alors d'étudier la CRE dans le domaine temporel à travers un exemple d'étude de l'effet d'un système L-DACS sur un récepteur DME selon différentes méthodes : par des simulations et par deux bancs de test de compatibilité radioélectrique aéronautiques implémentés à Supélec.

Enfin, on résume au chapitre 6 les principales conclusions retenues de l'étude des deux scénarios précédemment décrits en mettant en évidence les avantages des méthodes utilisées par rapport à l'existant. Parmi les perspectives de ce travail, on indiquera particulièrement que la méthode appliquée au chapitre 5 peut être généralisée pour l'étude de CRE entre deux systèmes radioélectriques quelconques.

CHAPITRE 2

État de l'art

Contents

2.1	Introduction	9
2.2	Les systèmes de communication aéronautique	10
2.2.1	Nécessité d'un nouveau système de communication	10
2.2.2	Cadre du développement du nouveau système	12
2.2.3	État d'avancement du système FCS	12
2.2.4	Le système L-DACS	13
2.2.5	Principales caractéristiques des candidats L-DACS	13
2.3	La Compatibilité Radioélectrique (CRE)	18
2.3.1	Définition	18
2.3.2	Bases de l'analyse de CRE	18
2.3.3	Méthodes actuelles d'analyse	23
2.3.4	Réglementation et normalisation	28
2.4	Techniques de suppression de brouillage à bord des aéronefs	29
2.4.1	Cas du L-DACS1	31
2.4.2	Cas du L-DACS2	33
2.4.3	Technique du "bus de suppression"	33
2.5	Conclusion	34

2.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de détailler l'état des recherches dans les deux domaines traités dans cette thèse. Dans la première partie, on s'intéresse au domaine de l'aéronautique, plus particulièrement le contexte et le stade de développement du futur système de communication aéronautique. Dans la deuxième partie, on se focalise sur le domaine de la compatibilité radioélectrique (CRE). Dans la troisième partie, on étudie les applications de la CRE au futur système de communication aéronautique. La plupart des informations de ce chapitre font partie d'une publication soumise à une revue scientifique [IEEE-TVT-2011].

2.2 Les systèmes de communication aéronautique

Depuis leur mise en place, les radiocommunications aéronautiques sont réglementées par l'Organisation de l'Aviation Civile Internationale (OACI). Cette organisation officielle rattachée aux Nations Unies a été créée suite à la convention de Chicago [8] signée en Décembre 1944. Outre la réglementation des radiocommunications aéronautiques, l'OACI gère les partages de fréquence dans les bandes allouées à l'aéronautique par l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) et est en charge de nombreuses autres missions [9]. L'OACI regroupe actuellement plus de cent quatre-vingt nations du monde entier et possède sept bureaux régionaux à Bangkok, Dakar, Le Caire, Lima, Mexico, Nairobi et Paris.

2.2.1 Nécessité d'un nouveau système de communication

De nos jours, le contrôle et la gestion du trafic aérien (respectivement ATM "*Air Traffic Management*" et ATC "*Air Traffic Control*") dans les zones continentales sont assurés par la combinaison de deux systèmes de communication opérant dans la bande VHF ("*Very High Frequency*") aéronautique (entre 118 et 137 MHz). Le premier système, utilisé depuis plusieurs décennies, est analogique pour transmission de la voix et est basé sur une modulation d'amplitude à bande étroite (DSB-AM : "*Double SideBand Amplitude Modulation*"). Le deuxième système, introduit dans les années 1990, est numérique pour transmission des données et sa technologie dépend de la zone géographique de son utilisation. Parmi ces technologies, on cite le VDL ("*VHF Digital Link*") ou l'ACARS ("*Aircraft Communication Addressing and Reporting System*") [10]. De plus amples informations par rapport à l'histoire, aux caractéristiques et aux aspects réglementation des systèmes aéronautiques dans la bande VHF se trouvent dans [11].

Selon l'OACI, les systèmes actuels seraient insuffisants pour suivre l'évolution du trafic aérien et satisfaire aux nouveaux besoins qui en découlent [12]. En effet, d'après les prévisions des autorités aéronautiques nationales et internationales, le trafic aérien augmentera à partir de 2011, de 3% par an en Europe [1] et d'autre part, chaque station de contrôle utilise un canal fréquentiel exclusif pour communiquer avec les aéronefs. Le spectre alloué aux communications continentales serait alors congestionné d'ici quelques années dans les régions du globe à forte charge de trafic en Europe, en Amérique du Nord et en Asie.

Suite à ces prévisions et avec le développement récent des systèmes de radiocommunication, de nouvelles demandes [13], [14] ont été formulées par les instances aéronautiques, comme avoir des bandes passantes plus larges permettant d'augmenter le débit [15]; les systèmes actuels n'y seraient pas adaptés. En effet, la technologie VHF analogique est vulnérable aux bruits et aux brouillages et est très limitée en bande passante. Les autres technologies actuelles sont incapables de fournir des services à très haut débit.

Dans ce contexte très particulier, l'OACI a exprimé en 2002 le besoin de faire évoluer les systèmes de radiocommunication aéronautique pour répondre aux nouvelles attentes, tout en assurant une meilleure sécurité de vol et un trafic optimisé. L'utilisation des communications numériques offrant de plus hauts débits pourrait apporter une solution répondant à ce besoin. L'introduction de telles applications en aéronautique permettrait aussi d'offrir de nouveaux services supplémentaires à bord des aéronefs comme l'automatisation de certaines communications.

Quelques solutions d'amélioration des technologies actuelles ont été proposées au début des années 2000. Une première approche a été de développer un système à liaison de données B-VHF ("*Broadband VHF*") et superposé aux systèmes actuels dans la bande VHF [16, 17, 18, 19, 20, 21, 22]. Toutefois, cela risque d'engendrer des niveaux de brouillage élevés qui pourraient dégrader la qualité de service des systèmes existants. Cette solution n'a donc pas été retenue. Une deuxième option a été d'augmenter la capacité du réseau aéronautique (nombre d'aéronefs pouvant être simultanément connectés à une station au sol) en réduisant la largeur de bande du canal d'émission de chaque aéronef [23]. Cette solution est aujourd'hui implémentée dans certaines régions mais si on cherche à l'implémenter pour des communications numériques, elle a l'inconvénient de diminuer les débits des systèmes. Par ailleurs, dans la perspective d'une solution évitant la saturation de la bande VHF, cette option serait appropriée à court et moyen termes [3], mais inadaptée à long terme (voir figure 2.1).

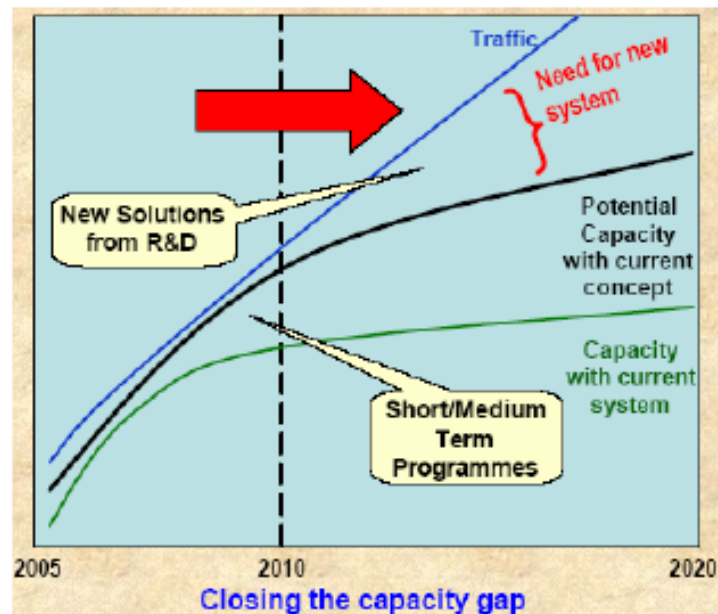


Figure 2.1: Solutions proposées vs. évolution du trafic (source [3])

2.2.2 Cadre du développement du nouveau système

Étant donné que les solutions proposées seraient insuffisantes à long terme, un projet Euro-Américain a été lancé en 2004 pour développer un nouveau type d'infrastructure pour la communication (FCI : "*Future Communication Infrastructure*") mieux adaptée au nouvel environnement aéronautique, répondant aux nouveaux besoins formulés dans le rapport COCR ("*Communications Operating Concept and Requirements for the Future Radio System*") [14] et capable de coexister avec les systèmes de communication actuels. Cette infrastructure serait opérationnelle à partir de 2020 et son développement se fait dans le cadre d'un projet nommé le FCS ("*Future Communication Study*") impliquant chercheurs, partenaires industriels et instances aéronautiques. Ce projet a commencé avec un accord de recherche coopératif, le AP-17 ("*Action Plan 17*") [24, 25] et se poursuit au sein de deux programmes de recherche : le programme NextGen ("*Next Generation Air Transportation System*") [26, 27] et le programme SESAR ("*Single European Sky ATM Research Program*") [28, 29]. Le premier est mené par la FAA ("*US Federal Aviation Administration*") et soutenu par la NASA ("*National Aeronautics and Space Administration*") [30], alors que le deuxième est soutenu par EUROCONTROL ("*European Organisation for the Safety of Air Navigation*"), par la Commission Européenne [31], ainsi que des ANSPs ("*Air Navigation Service Providers*") et des partenaires industriels. Depuis 2008, une équipe de recherche japonaise ENRI ("*Electronic Navigation Research Institute*") mène des études parallèles sur les systèmes proposés dans le projet de la FCI [32, 33, 34].

La réalisation de ce projet s'effectue en trois étapes : l'identification des technologies les plus prometteuses pour la FCI, ensuite leur développement (de la conception jusqu'au choix des stratégies d'implémentation) puis le déploiement de la FCI finale en Europe et aux États Unis puis dans le monde entier.

En parallèle, un programme de recherche appelé NEWSKY ("*NEtWorking the SKY*") [35, 36, 37] a été mis en place de 2007 à 2009 pour proposer une architecture sur IP supportant toutes les technologies au sein du projet FCI.

2.2.3 État d'avancement du système FCS

Lors de la première étape du projet, plus de cinquante technologies (systèmes cellulaires, systèmes d'accès sans fil, systèmes radioélectriques civils et militaires...) ont été évaluées pour identifier celles qui sont les plus prometteuses pour la FCI, tout en respectant les nouveaux besoins aéronautiques. Les technologies existantes ont été comparées à partir de critères d'évaluation (critères techniques et critères de viabilité) [38, 39, 40, 41]. D'après les résultats présentés à l'OACI en 2007 [2, 42, 43], les solutions les plus appropriées pour la FCI ont été identifiées mais aucune technologie actuelle ne pourrait avoir les meilleures performances par rapport à tous les critères d'évaluation.

La FCI utilisera ainsi des technologies complémentaires dans plusieurs bandes de fréquence pour assurer les communications vocales et par les données, en fonction de la phase de vol de l'aéronef [44, 45]. Les communications en zones aéroportuaires se feront par la technologie d'accès sans fil du type *IEEE 802.16e (WiMAX : World-wide Interoperability for Microwave Access)* dans la bande C (liaisons à faible portée et très haut débit) [46, 47]. D'autre part, les communications océaniques seront assurées par la future génération de systèmes par satellite dans la bande SMAS(R) ("*Service Mobile Aéronautique par Satellite (Route)*") protégée pour l'aéronautique. Par ailleurs, les communications continentales se feront par des systèmes à liaison de données dans la bande L (spectre large et conditions de propagation convenables).

Les technologies pour les communications dans les zones aéroportuaires et dans les zones océaniques ont été clairement identifiées, mais des études approfondies sont encore en cours afin de déterminer la technologie la plus adéquate dans la bande L pour les communications continentales.

2.2.4 Le système L-DACS

Le système L-DACS ("*L-Band Digital Aeronautical Communication System*") est la solution proposée dans la FCI pour les communications continentales et serait opérationnel à partir de 2020 [48]. Plus performant que les systèmes actuels dans la bande aéronautique VHF, L-DACS est doté de plusieurs caractéristiques supplémentaires comme l'automatisation de certaines communications et de plus hauts débits de communication.

Des études approfondies ont été nécessaires pour identifier la meilleure technologie L-DACS répondant aux besoins avec les meilleures performances. Deux systèmes candidats ont été présélectionnés. Le premier, L-DACS1 [5, 49], est dérivé des systèmes d'accès sans fil IEEE 802.16 [50]. Le deuxième système, L-DACS2 [6, 7], est inspiré du système GSM ("*Global System for Mobile communications*").

Lors de la Conférence Mondiale des Radiocommunications (CMR) de Novembre 2007 [51], l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) a attribué une partie de la bande aéronautique L (960 MHz à 1164 MHz) du service de radionavigation aéronautique ou SRNA au Service Mobile Aéronautique (Route) ou SMA(R), pour permettre le développement de L-DACS.

2.2.5 Principales caractéristiques des candidats L-DACS

L'étude bibliographique de cette thèse s'est focalisée essentiellement sur les couches physique (PHY : "*PHYsical layer*") et liaison de données (MAC : "*Media Access Control*"), couches les plus basses dans le modèle de référence international OSI ("*Open Systems Interconnection*"). Les bilans de liaison des systèmes L-DACS sont

présentées dans les annexes A et B. Par ailleurs, le déroulement de la communication entre un aéronef et une station au sol pour chaque candidat L-DACS est présenté dans les annexes C (pour L-DACS1) et D (pour L-DACS2).

Leurs spécifications indiquent que les systèmes L-DACS1 et L-DACS2 utilisent la même antenne, très semblable à l'antenne utilisée par un système de radionavigation aéronautique existant en bande aéronautique L (le *DME* : "*Distance Measuring Equipment*", qui sera présenté dans les prochains chapitres de ce document). D'après la recommandation [52], une telle antenne est directive dans le plan d'élévation (son gain dépend de l'angle d'élévation) et omnidirectionnelle dans le plan azimutal. Le tableau 1 de l'annexe B de cette même référence donne les valeurs du gain normalisé de l'antenne embarquée pour des angles d'élévation entre 0° et 90° par pas de 1° et entre -90° et 0° par pas de 10° (voir figure 2.2). Par ailleurs, à partir de la recommandation [53], le gain normalisé typique d'une antenne au sol est donné par le système d'équations 2.1, où θ est l'angle d'élévation en degrés :

$$G_r(\theta)(dBi) = \begin{cases} -12(\frac{\theta}{17})^2 & \text{pour } 0^\circ \leq \theta < 17^\circ \\ -12 + 10 \log_{10}[(\frac{|\theta|}{17})^{-1,5} + 0,7] & \text{pour } 17^\circ \leq \theta \leq 90^\circ \end{cases} . \quad (2.1)$$

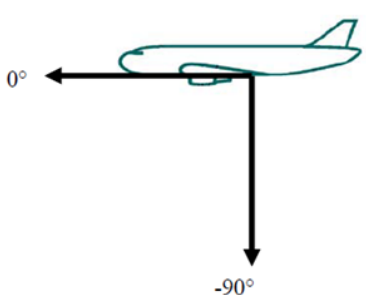
	Extract from Rec. ITU-R M.1642	Elevation angle definition
Elevation angle (degrees)	Antenna gain $G_r/G_{r,max}$ (dB)	
-90	-17.22	
-80	-14.04	
-70	-10.51	
-60	-8.84	
-50	-5.4	
-40	-3.13	
-30	-0.57	
-20	-1.08	
-10	0	
-5	-1.21	
-3	-1.71	
-2	-1.95	
-1	-2.19	
0	-2.43	

Figure 2.2: Gain de l'antenne L-DACS embarquée entre -90° et 0° (source [4])

On présente aux figures 2.3 et 2.4 les diagrammes de rayonnement de l'antenne au sol et de l'antenne embarquée pour les systèmes L-DACS, avec une résolution de 1° . Dans cette figure, les valeurs du gain d'antenne, $G_e(\theta)$ sont normalisées par rapport au gain maximal G_T . Pour les valeurs intermédiaires, une interpolation linéaire est utilisée.

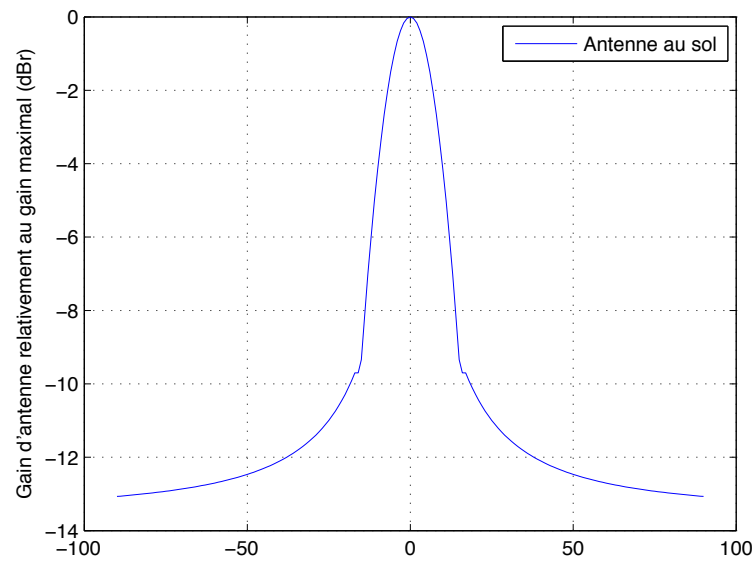


Figure 2.3: Diagramme de rayonnement de l'antenne L-DACS au sol, dans le plan d'élévation

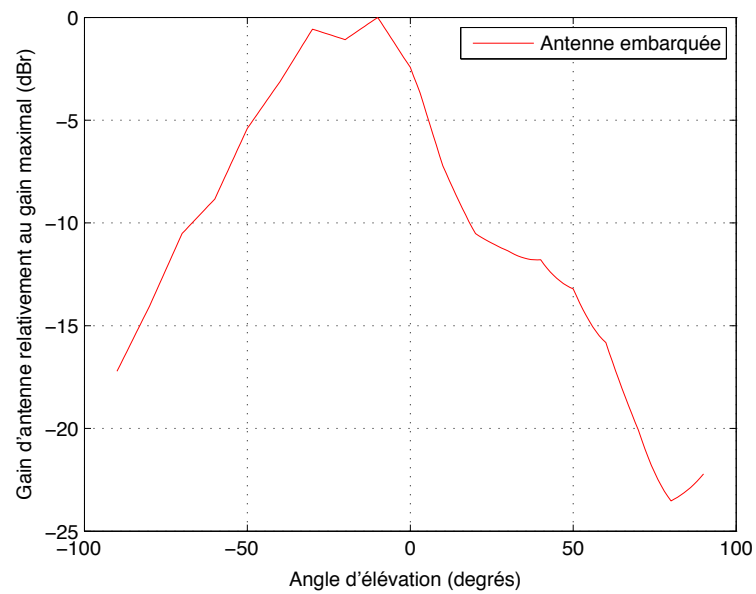


Figure 2.4: Diagramme de rayonnement de l'antenne L-DACS embarquée, dans le plan d'élévation

2.2.5.1 Le système L-DACS1

Le candidat L-DACS1 est basé sur des évolutions de la technologie B-AMC ("*Broadband Aeronautical Multi-carrier Communication System*") développée en Europe [54] et la technologie P34 ("*Project 34*") développée par la TIA-902 ("*Telecommunications Industry Association*") aux États Unis [55]. Il emploie une modulation de type OFDM ("*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*") sur des symboles QPSK ("*Quadrature Phase Shift Keying*") et utilise un duplexage en fréquence (FDD : "*Frequency Division Duplex*", *i.e.* une séparation fréquentielle des voies montante et descendante). L'équipement au sol et l'équipement embarqué émettent alors simultanément en utilisant des canaux de fréquence distincts, dont les porteuses sont séparées de 63 MHz (écart duplex proposé dans [5, 49]). On illustre dans les tableaux 2.1, 2.2 et 2.3 les principales caractéristiques des émetteurs, des récepteurs et de la modulation L-DACS1, à partir des spécifications de celui-ci disponibles dans [5, 49].

Tableau 2.1: Paramètres des émetteurs L-DACS1

Paramètre	Unité	Symbole	air	sol
Gain maximum d'antenne	dBi	G_T	5, 4	8
Pertes de câblage	dB	L_T	3	2
Puissance en sortie de l'émetteur	dBW	P_T	16	16
Fréquence minimale allouée	MHz	$F_{T,min}$	1048, 5	985, 5
Fréquence maximale allouée	MHz	$F_{T,max}$	1071, 5	1008, 5
Largeur du canal d'émission	MHz	B_T	0, 5	0, 5

Tableau 2.2: Paramètres des récepteurs L-DACS1

Paramètre	Unité	Symbole	air	sol
Facteur de bruit	dB	NF	6	5
Pertes de câblage	dB	L_R	3	2
Bande de réception	MHz	B_R	0, 5	0, 5
Portée de liaison	NM (Nautical Miles)	D	200	200

Tableau 2.3: Caractéristiques générales de la modulation pour L-DACS1

Paramètres	Valeur (Unité)
Nombre total de sous porteuses (taille de la FFT)	64 (sous porteuses)
Nombre de sous porteuses utiles	50 (sous porteuses)
Taille du préfixe cyclique	11 (sous porteuses)
Durée d'un symbole OFDM (préfixe cyclique inclus)	120 (μs)
Espacement entre deux sous porteuses	9,765625 (kHz)
Largeur de bande effective	498,05 (kHz)

2.2.5.2 Le système L-DACS2

Le système L-DACS2 est une évolution de la technologie AMACS ("*All-purpose Multi-channel Aviation Communication System*") développée en Europe [56] et LDL ("*L-Band Data-Link System*") développée aux États Unis [57]. Il utilise une modulation gaussienne GMSK ("*Gaussian Minimum Shift Keying*") [58] adoptée par d'autres systèmes aéronautiques et emploie un duplexage en temps (TDD : "*Time Division Duplex*", *i.e.* une séparation temporelle entre les voies montante et descendante). L'équipement au sol et l'équipement embarqué utilisent le même canal de fréquence pendant des intervalles de temps distincts. Par ailleurs, une bande de garde inférieure de 500 kHz est imposée pour L-DACS2 pour réduire les brouillages mutuels avec les signaux de téléphonie mobile (925 MHz - 960 MHz). On présente aux tableaux 2.4, 2.5 et 2.6 les caractéristiques des émetteurs, des récepteurs et de la modulation L-DACS2, à partir des spécifications de celui-ci disponibles dans [6, 7].

Tableau 2.4: Paramètres des émetteurs L-DACS2

Paramètre	Unité	Symbole	air	sol
Gain maximum d'antenne	dBi	G_T	5, 4	8
Pertes de câblage	dB	L_T	3	2, 5
Puissance en sortie de l'émetteur	dBW	P_T	17	25, 4
Fréquence minimale allouée	MHz	$F_{T,min}$	960, 5	960, 5
Fréquence maximale allouée	MHz	$F_{T,max}$	975	975
Largeur du canal d'émission	MHz	B_T	0, 2	0, 2

Tableau 2.5: Paramètres des récepteurs L-DACS2

Paramètre	Unité	Symbole	air	sol
Facteur de bruit	dB	NF	10	7
Pertes de câblage	dB	L_R	3	2, 5
Bande de réception	MHz	B_R	0, 2	0, 2
Portée de liaison	NM (Nautical Miles)	D	200	200

Tableau 2.6: Caractéristiques générales de la modulation pour L-DACS2

Paramètres	Symbole	Valeur (Unité)
Durée d'un symbole (un symbole = un bit)	T	3, 6923 (μs)
Indice de modulation	h	0, 5
Largeur de bande effective	B	200 (kHz)
Produit $B \cdot T$	BT	0, 3

2.3 La Compatibilité Radioélectrique (CRE)

2.3.1 Définition

La compatibilité radioélectrique (CRE) consiste en l'étude de la compatibilité électromagnétique (CEM) entre deux systèmes radioélectriques au niveau des accès antenne de leurs équipements radio.

La CEM détermine l'aptitude d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques (bruits ou signaux non désirés) intolérables sur les autres systèmes présents dans cet environnement.

Une étude de CRE sert à déterminer les conditions minimales entre deux équipements radioélectriques pour que les niveaux de brouillage provenant de l'un soient plus faibles que le niveau de brouillage tolérable par l'autre pour une qualité de service donnée de ce dernier. Dans certaines situations où des niveaux de brouillage élevés peuvent se produire, il est possible d'intervenir sur la séparation géographique des antennes ou de modifier, quand c'est possible, les fréquences afin d'obtenir une séparation fréquentielle suffisante évitant le brouillage [59].

Dans les études de CRE entre deux systèmes radioélectriques (système 1 et système 2) traitées dans ce manuscrit, on ne prend pas en compte l'effet de l'émetteur du système 1 sur l'émetteur du système 2 et vice versa. Ainsi, le schéma type de la compatibilité radioélectrique est présenté à la figure 2.5. Les rayonnements émis par la source de brouillage (appelée brouilleur) altèrent le signal reçu par le récepteur (appelée récepteur victime). Ce dernier reçoit la somme du signal utile émis par son émetteur associé (appelé émetteur utile) et du signal du brouilleur capté par l'antenne de réception. Pour évaluer la CRE entre deux systèmes (système 1 et système 2), deux études sont nécessaires : l'étude de l'effet du système 1 sur le système 2 et vice-versa.

2.3.2 Bases de l'analyse de CRE

Afin de définir plus précisément les conditions de compatibilité radioélectrique dans le domaine fréquentiel, et à partir des éléments indiqués à la figure 2.6, il est nécessaire d'identifier l'ensemble des paramètres principaux de la liaison utile et en particulier du récepteur victime, ainsi que de l'émetteur brouilleur.

2.3.2.1 Paramètres à l'émission

- La puissance d'émission à l'accès antenne P_A : selon les cas, on définit ici la puissance crête ou efficace totale dans le canal et en dehors de la bande une densité spectrale d'émission non désirée). Cette puissance d'émission est généralement exprimée en *watt* (unités SI), mais par commodité plus souvent

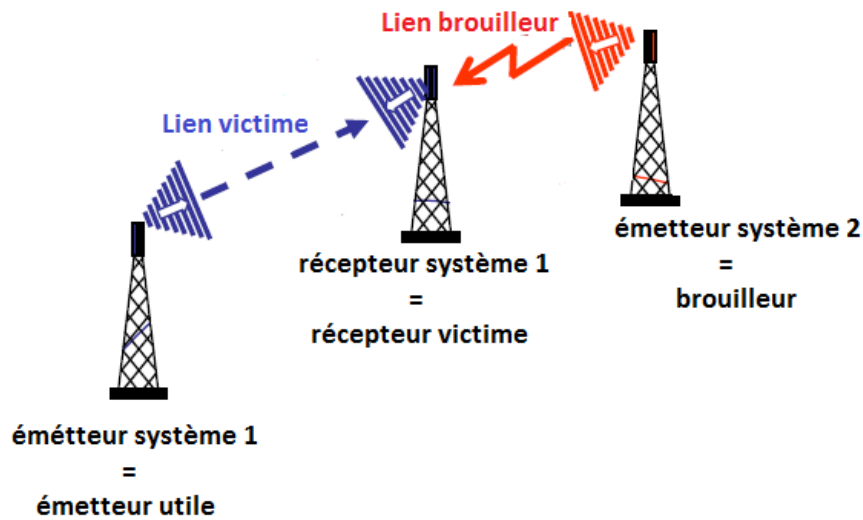


Figure 2.5: Schéma type de la compatibilité radioélectrique : brouilleur (système 2) vs. victime (système 1)

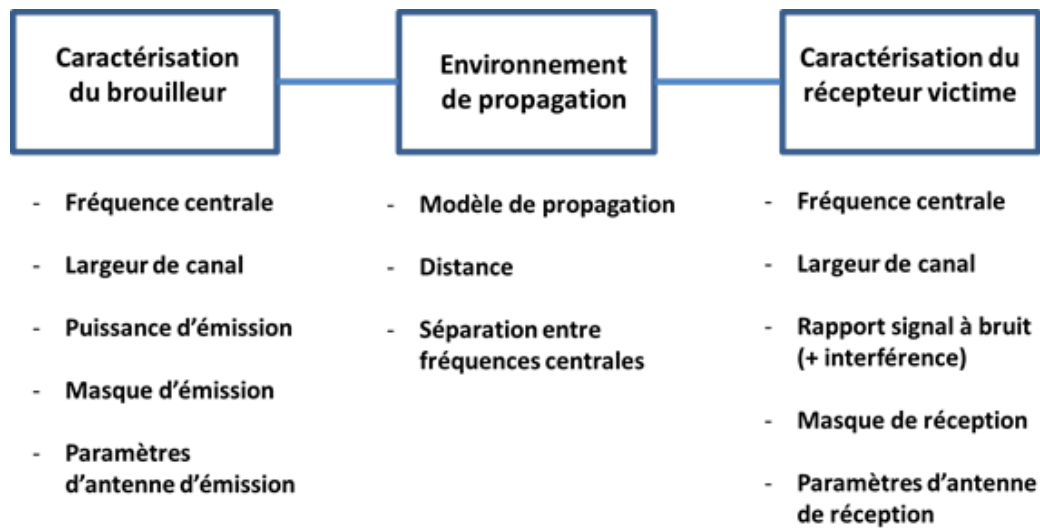


Figure 2.6: Paramètres nécessaires à une étude de CRE

en dBW ($10 \cdot \log_{10}(P_{watt})$) ou dBm ($10 \cdot \log_{10}(10^3 \cdot P_{watt})$). La puissance P_A est égale à la puissance en sortie de l'émetteur P_T (en dBm) diminuée des pertes de feeder et autres dispositifs (duplexeur...) placés entre la sortie de l'émetteur et l'accès à l'antenne d'émission.

- Masque d'émission d'un émetteur : Un système radioélectrique quelconque émet en général, des signaux sur une bande de fréquence plus large que la bande utile qui lui est spécifiée. On distingue les émissions hors bande (fréquences en dehors de la largeur de bande jusqu'à 250% en général) et les émissions non essentielles (fréquences éloignées de la fréquence centrale, en général à partir de 250% de la largeur de bande), comme l'indique la figure 2.7. L'ensemble de ces émissions hors bande et non essentielles constituent les rayonnements non désirés. Pour un émetteur radioélectrique, les niveaux d'émission dans ces parties du spectre doivent être suffisamment faibles pour protéger le fonctionnement des systèmes utilisant dans les bandes adjacentes ou au delà. Le masque d'émission représente la densité spectrale de puissance émise en fonction de la fréquence. Il est formé par les émissions en bande (ou dans la bande nécessaire) et par les émissions non désirées.

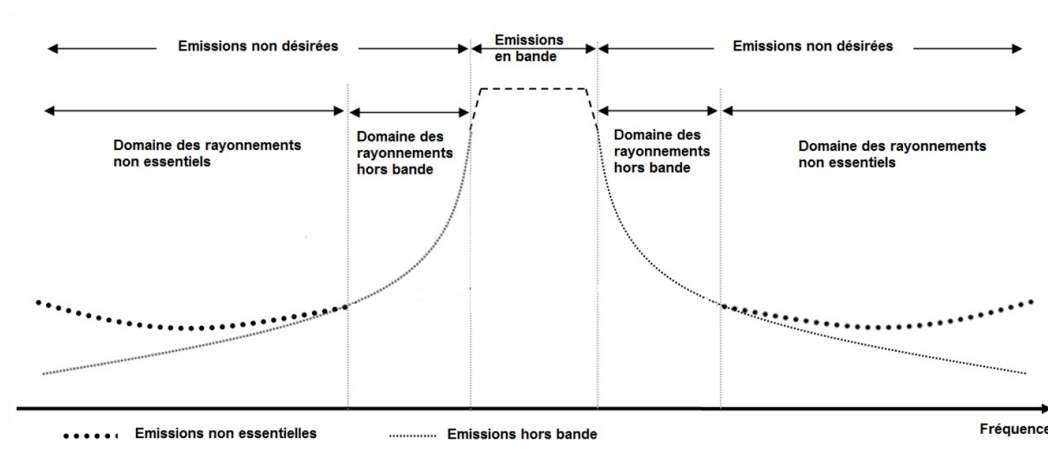


Figure 2.7: Description des rayonnements hors bande et rayonnements non désirés

- Le gain maximum de l'antenne d'émission G_T : exprimé en dB_i , par rapport à l'antenne isotrope.
- Le diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission dans sa bande de fréquences utiles dans deux plans, horizontal et vertical (et parfois en dehors de sa bande utile, mais très rarement donné par les fabricants d'antennes).
- La polarisation de l'antenne d'émission.

2.3.2.2 Paramètres à la réception

La qualité du récepteur dépend de plusieurs paramètres :

- Sa sensibilité : exprimée en dBm , niveau minimal de signal utile reçu à la fréquence centrale de réception, pour une qualité de service ou un taux d'erreur binaire donnés, en l'absence de brouillage.
- Sa sélectivité : exprimée en dB , par rapport à l'écart à la fréquence centrale, capacité à rejeter des fréquences voisines de la fréquence centrale de réception.
- Son facteur de bruit : exprimé en dB , définissant le niveau de bruit minimum dans sa bande de réception.
- Son rapport de protection : exprimé en dB , sa capacité à ne pas être affecté par les brouillages co-canal. En effet, afin d'assurer une qualité de service donnée, un récepteur doit respecter dans sa bande passante un niveau minimal de signal utile (correspondant au champ minimal à protéger) et un rapport minimal entre le niveau de signal utile et celui du bruit et de brouillage (rapport de protection). Ce rapport de protection peut être négatif pour certains systèmes radioélectriques.
- Son filtre de réception : Un récepteur radioélectrique reçoit des signaux dans son canal mais peut capter aussi des signaux parasites dans les bandes adjacentes. Afin de protéger le récepteur des émissions d'autres systèmes radioélectriques, la bande passante du récepteur doit être suffisamment grande pour recevoir le signal utile avec sa modulation sans dégradation de qualité et sans troncature gênante du signal, et suffisamment petite pour éviter de récupérer des signaux extérieurs non utiles. Le filtre de réception représente la fonction sélectivité en fonction de la fréquence et est illustré à la figure 2.8.

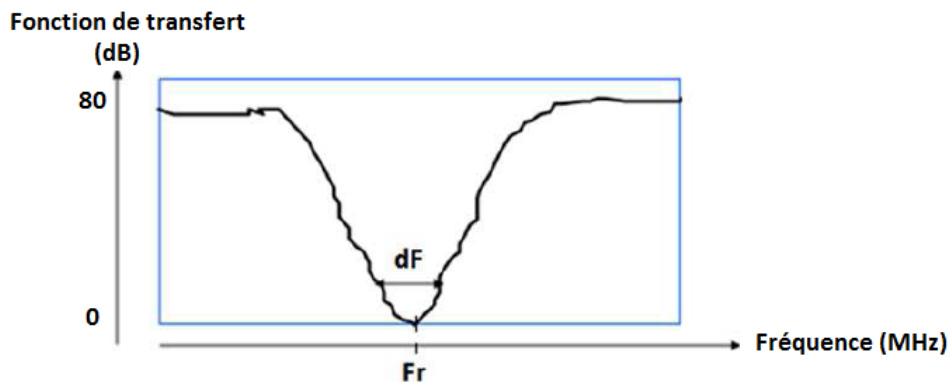


Figure 2.8: Filtre de réception d'un système radioélectrique

- Le gain maximum de son antenne de réception G_T : exprimé en dBi , par rapport à l'antenne isotrope.
- Le diagramme de rayonnement de son antenne de réception dans sa bande de fréquences utiles dans deux plans, horizontal et vertical (et parfois en dehors de sa bande utile, mais très rarement donné par les fabricants d'antennes).
- La polarisation de son antenne de réception.

Par ailleurs, on distingue deux types de brouillage :

- Le brouillage co-canal qui peut se produire avec un niveau d'émission faible d'un brouilleur à une fréquence dans la bande de réception, ou avec un produit d'intermodulation dont la fréquence tombe dans la bande de réception.
- Le brouillage hors canal qui peut être :
 - Un brouillage en bande adjacente qui peut se produire à cause des rayonnements hors bande d'un brouilleur à une fréquence dans la bande passante du récepteur. La sélectivité du récepteur est insuffisante à filtrer le signal brouilleur, comme indiqué dans la figure 2.9.

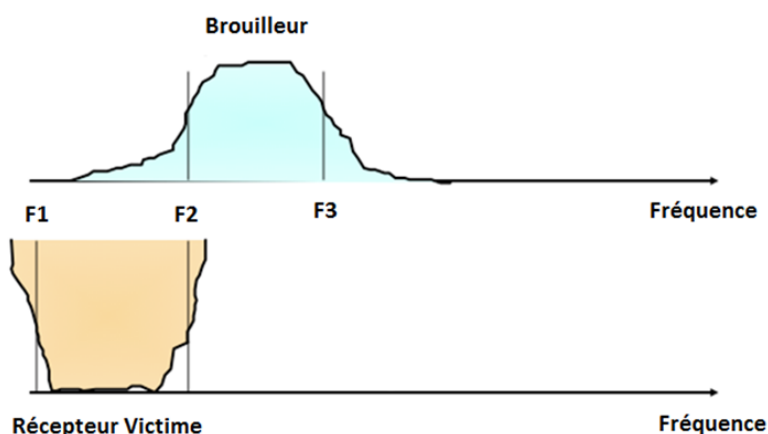


Figure 2.9: Brouillage en bande adjacente

- Un brouillage par désensibilisation ou blocage qui peut se produire si le récepteur reçoit un signal de fort niveau en dehors du canal.

2.3.2.3 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne décrit la répartition spatiale de son champ électromagnétique émis dans les trois directions de l'espace. On distingue souvent deux types de rayonnement : le rayonnement dans le plan vertical (ou plan d'élévation) et le rayonnement dans le plan horizontal (ou plan azimutal). Un diagramme de rayonnement est souvent représenté en termes de gain "normalisé" par rapport au gain maximal de l'antenne.

2.3.3 Méthodes actuelles d'analyse

2.3.3.1 Approche d'une étude CRE

On présente dans cette partie une méthodologie générique permettant de calculer le niveau de brouillage pour une configuration donnée (brouilleur / émetteur utile / récepteur victime) et de le comparer avec un seuil dépendant des propres caractéristiques du système récepteur). L'approche consiste en cinq étapes :

- *Scénario de brouillage* : Le scénario de brouillage est défini par la localisation relative du brouilleur et du récepteur victime. Plusieurs situations sont possibles (brouillage entre deux stations de base, brouillage entre une station de base et un mobile, brouillage entre deux mobiles...). Dans certains scénarios, plusieurs émetteurs sont en visibilité radioélectrique du récepteur victime et sont donc des brouilleurs potentiels.
- *Caractérisation du brouilleur* : Les paramètres nécessaires pour caractériser le brouilleur sont les suivants :

- La bande de fréquence allouée : la (ou les) porteuse(s) d'émission
- La largeur du canal d'émission, B_T , exprimée en MHz
- La Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente ($PIRE$) à l'émission, donnée par l'équation 2, où P_T est la puissance à la sortie de l'émetteur (en dBm), G_T est le gain maximal de l'antenne d'émission (en dB_i) et L_T ($L_T \geq 0$) est la perte de câblage à la sortie de l'émetteur (en dB).

$$\begin{aligned} PIRE(dBm) &= P_A(dBm) + G_T(dB_i) \\ &= P_T(dBm) + G_T(dB_i) - L_T(dB), \end{aligned} \quad (2.2)$$

- Le diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission
- Le masque d'émission du brouilleur, nommé $H_E(f)$ en échelle linéaire
- Le taux d'occupation du canal par le brouilleur, pourcentage de temps pendant lequel ce dernier émet des signaux radioélectriques de manière effective
- *Caractérisation de la victime* : Les paramètres nécessaires pour caractériser le récepteur victime sont les suivants :
- La fréquence centrale de réception F_R en MHz
- La largeur du canal de réception, B_R , exprimée en MHz
- Le facteur de bruit du récepteur NF , en dB . A partir de ces paramètres, on calcule le niveau de bruit thermique P_{bt} dans la bande de réception en dBm grâce à l'équation 2.3, où la Température T est exprimée en $^\circ K$ et k est la constante de Boltzmann ($k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Joule}/^\circ K$).

$$\begin{aligned} P_{bt}(dBm) &= 10 \log_{10}(kTB_R(MHz) \cdot 10^6) + NF(dB) \\ &= NF(dB) - 114 + 10 \log_{10}(B_R(MHz)) \end{aligned} \quad (2.3)$$

- Le rapport signal à bruit + interférence SNR_0 permettant une qualité acceptable de la communication pour un service donné, en dB
- La perte de câblage à la réception, L_R ($L_R \geq 0$), en dB (négligeable en première approximation). La sensibilité à l'entrée du récepteur, en dBm , est alors calculée par l'équation 2.4 :

$$S_R(dBm) = SNR_0(dB) + P_{bt}(dBm) \quad (2.4)$$

- Le diagramme de rayonnement de l'antenne de réception
- Le filtre de réception, nommé $H_R(f)$ en échelle linéaire
- La puissance utile P_R (en dBm) reçue par le récepteur victime en provenance de son émetteur associé.
- Le critère de protection du récepteur victime est déterminé par la puissance maximale tolérable de brouillage P_{max} (en dBm) reçue dans la bande passante du récepteur. On sait qu'à la limite du fonctionnement du récepteur victime et en l'absence de brouillage, le niveau de bruit est égal au bruit thermique $10^{\frac{P_{bt}}{10}}$ et le niveau de signal à la sensibilité $10^{\frac{S_R}{10}}$. Dans la même situation et en présence d'un brouilleur, le niveau de bruit + interférence est égal à $10^{\frac{P_{bt}}{10}} + 10^{\frac{P_{max}}{10}}$ et le niveau de signal est égal à la puissance $10^{\frac{P_R}{10}}$. On a donc la relation 2.5.

$$\frac{10^{\frac{S_R}{10}}}{10^{\frac{P_{bt}}{10}}} = \frac{10^{\frac{P_R}{10}}}{10^{\frac{P_{bt}}{10}} + 10^{\frac{P_{max}}{10}}} \quad (2.5)$$

Ainsi, la puissance maximale de brouillage tolérable P_{max} à l'entrée du récepteur est donnée par l'équation 2.6.

$$P_{max}(dBm) = 10 \cdot \log_{10} \left(10^{\frac{P_R(dBm) - S_R(dBm) + P_{bt}(dBm)}{10}} - 10^{\frac{P_{bt}(dBm)}{10}} \right) \quad (2.6)$$

Par exemple, en prenant $B_R = 1 \text{ MHz}$, $NF = 5 \text{ dB}$ (ce qui correspond à $P_{bt} = -109 \text{ dBm}$) et $SNR_0 = 10 \text{ dB}$, on obtient la courbe représentative de P_{max} en fonction de $P_R - S_R$ à la figure 2.10. On remarque que plus la puissance utile reçue est proche de la sensibilité du récepteur victime, plus celui-ci est vulnérable aux brouillages. En particulier, lorsque $P_R = S_R$, aucun brouillage n'est toléré à l'entrée du récepteur victime. En général, on tolère dans les études de CRE une puissance de brouillage $P_{max} = P_{bt} - 10 \text{ dB}$. Ceci correspond à une puissance utile minimale reçue donnée par l'équation 2.7 (formule obtenue en appliquant l'équation 2.6 pour $P_{max} = P_{bt} - 10 \text{ dB}$) :

$$P_R(dBm) = S_R(dBm) + 10 \cdot \log_{10}(1.1) = S_R(dBm) + 0.41 \quad (2.7)$$

Une fois déterminée la puissance P_{max} , on désigne par I_{max} , exprimée en dBm/MHz , la densité spectrale maximale tolérable à l'entrée du

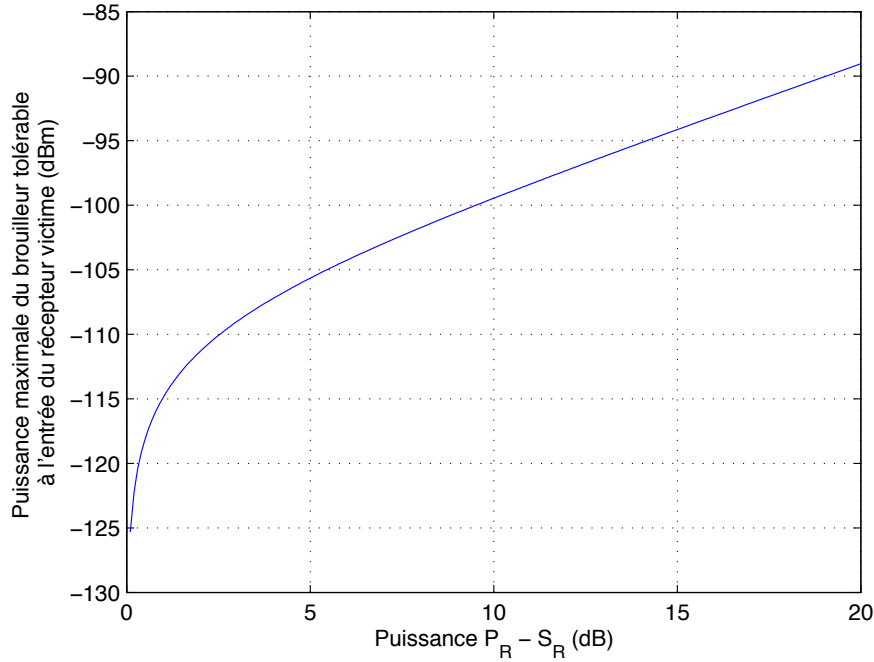


Figure 2.10: Puissance de brouillage tolérable à l'entrée du récepteur victime

récepteur victime. I_{max} est le critère de protection du récepteur victime et elle est calculée en utilisant l'équation 2.8. A titre d'application, on détaille dans les annexes E et F les calculs des densités spectrales maximales de brouillage acceptable pour les récepteurs L-DACS1 et L-DACS2 embarqués et au sol.

$$I_{max}(dBm/MHz) = 10 \cdot \log_{10} \left(10^{\frac{P_{bt} + P_R - S_R}{10}} - 10^{\frac{P_{bt}}{10}} \right) - 10 \cdot \log_{10}(B_R(MHz)) \quad (2.8)$$

- Paramétrage de la liaison brouilleur/récepteur victime : Cette étape sert à définir le chemin entre la victime et son (ou ses) brouilleur(s) potentiels et à caractériser le (ou les) modèle(s) de propagation associé(s). Le nombre des brouilleurs dépend du scénario de brouillage étudié.

Pour le cas d'un seul brouilleur potentiel, on définit la position et la fréquence utilisées par le brouilleur par rapport à celles du récepteur victime.

Pour le cas de plusieurs brouilleurs potentiels, on détermine leur distribution spatiale et leur répartition fréquentielle par rapport à la position et la fréquence du récepteur victime.

L'environnement est représenté dans un espace tridimensionnel sphérique, centré autour du récepteur victime et dans lequel chaque brouilleur est déterminé par sa distance r , son angle azimutal θ et son angle d'élévation ϕ . Un brouilleur dans cet environnement 3D est aussi caractérisé par la séparation

fréquentielle entre la (ou les) porteuse(s) de ses signaux et la fréquence centrale du récepteur victime.

La modélisation de l'environnement nécessite aussi un (ou des) modèle(s) de propagation adapté(s) pour calculer de la manière la plus réaliste possible les atténuations de propagation des ondes électromagnétiques générées par le(s) brouilleur(s) et l'émetteur utile. Le choix de ce(s) modèle(s) dépend du type de l'environnement, des obstacles potentiels rencontrés par les ondes électromagnétiques, de leur longueur d'onde...

A partir des paramètres définis jusqu'ici, on peut déterminer la puissance reçue par le récepteur victime et provenant d'un brouilleur donné. Deux stratégies sont possibles pour calculer cette puissance : soit en considérant une situation pire cas (aussi appelée cas de brouillage le plus défavorable, dans lequel on calcule le brouillage maximal reçu par le récepteur victime), soit en considérant une situation nominale (dans laquelle on calcule le brouillage moyen reçu).

- Bilan de liaison pour N brouilleurs potentiels ($N \geq 1$) : Dans cette dernière étape, on calcule la densité spectrale de puissance de brouillage totale reçue par le récepteur victime. Cette densité est aussi appelée densité de puissance de brouillage agrégée, I_d exprimée en dBm/MHz . Elle est calculée à l'entrée du récepteur après passage par antenne et câbles et son expression est donnée par l'équation 2.9.

$$I_d(dBm/MHz) = -10 \cdot \log_{10}(B_R(MHz)) + I_{tot}(dBm) \quad (2.9)$$

I_{tot} est la puissance de brouillage agrégée reçue et elle est calculée à l'aide de l'équation 2.10, où $I_R(k)$ est la puissance de brouillage générée par le brouilleur numéro k et N est le nombre de brouilleurs potentiels.

$$I_{tot}(dBm) = 10 \cdot \log_{10}\left(\sum_{k=1}^{k=N} 10^{\frac{I_R(k)(dBm)}{10}}\right) \quad (2.10)$$

La puissance de brouillage I_R est calculée pour une fréquence centrale d'émission f (en MHz), une distance r (en km), un angle azimutal θ (en $^\circ$) et un angle d'élévation ϕ (en $^\circ$) fixés du brouilleur numéro k par rapport au récepteur victime. L'expression de I_R est donnée par l'équation 2.11, où P_T (en dBm) est la puissance à la sortie du brouilleur, G_E (en dB) est le gain de l'antenne d'émission du brouilleur en direction du récepteur victime, G_R (en dB) le gain de l'antenne de réception de ce dernier en direction du brouilleur, L (en dB) les atténuations de propagation et M_{dB} est obtenu à partir du masque d'émission du brouilleur et du filtre de réception du récepteur victime, calculé à partir de l'équation 2.12.

$$I_R(f, r, \theta, \phi) = P_T - L_T + G_E(-\theta, -\phi) + G_R(\theta, \phi) - L(f, r, \theta, \phi) - L_R + M_{dB} \quad (2.11)$$

$$M_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\int_{F_R - \frac{B_R}{2}}^{F_R + \frac{B_R}{2}} H_i(f) \cdot H_r(f) df \right). \quad (2.12)$$

Si la densité de brouillage I_d ainsi calculée est négligeable par rapport à la densité du bruit thermique, les deux systèmes étudiés sont compatibles. Sinon, I_d est comparée au seuil de densité de brouillage acceptable I_{max} . Si I_d est inférieure au seuil, les deux systèmes sont compatibles. Dans le cas contraire, une séparation supplémentaire (séparation fréquentielle et / ou spatiale) est requise pour atteindre cet objectif.

2.3.3.2 Logiciels existants pour l'analyse de CRE

On présente dans cette partie quelques exemples de logiciels permettant de mener des études CRE selon l'approche générique ci-dessus. Ces outils ont été mentionnés dans le document [60] et parmi eux, on cite :

- **SEAMCAT** [61] ("*Spectrum Engineering Advanced Monte-Carlo Tool*") : logiciel de simulation permettant d'estimer les niveaux de brouillage entre différents systèmes de radiocommunication en se basant sur une méthode statistique de Monte-Carlo [62]. La première version de SEAMCAT a été finalisée en 2000 et le logiciel a été développé par le Bureau Européen des radiocommunications dans le cadre de la CEPT ("*Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications*"). Pour évaluer le niveau de brouillage, l'utilisateur définit comme données d'entrée les distributions des paramètres des systèmes (fréquences, masques, antennes, positions...) et des paramètres du modèle de propagation. Le logiciel effectue alors un tirage aléatoire de ces paramètres selon une technique de Monte-Carlo et calcule pour chaque réalisation les niveaux de signal utile et brouilleur à l'entrée du récepteur victime. Le brouillage apparaît en termes de probabilité que le rapport signal sur bruit + interférence ($SINR$) est inférieur à un seuil minimal prédéfini par l'utilisateur. SEAMCAT est l'un des logiciels de CRE les plus utilisés, toutefois il se base seulement sur les caractéristiques fondamentales de la couche physique des deux systèmes sans tenir compte de leur structure électronique ni de l'évolution temporelle de leurs signaux. De plus, les modèles de propagation proposés dans SEAMCAT sont inadaptés aux scénarios de brouillage où les positions spatiales du ou des brouilleur(s) et du récepteur victime sont très proches.
- **ACAT** ("*Advanced Cosite Analysis Tool*") : logiciel permettant de modéliser et évaluer les interactions électromagnétiques entre des systèmes radioélectriques co-localisés sur un même site. Ce logiciel a été conçu par l'institut IIT ("*Illinois Institute of Technology*") et est spécifique aux aéronefs. Le brouillage apparaît en termes de taux d'erreur binaire à l'entrée du récepteur victime. Pour calculer le niveau de brouillage, l'utilisateur définit comme entrées les données de chaque équipement, les données liées à la configuration du

site et la manière dont est définie la performance globale du système victime. ACAT permet une analyse exhaustive et complète d'un scénario de brouillage mais demande un grand nombre de paramètres à renseigner. Le résultat est très sensible aux incertitudes dues à la cohérence entre les paramètres renseignés et la réalité.

- UNistar : logiciel permettant de définir la disposition optimale des antennes sur un même pylône pour limiter les niveaux de brouillage entre systèmes. Ce logiciel a été conçu par l'entreprise UNIsite et est spécifique aux systèmes téléphoniques cellulaires pour optimiser leur couverture réseau. Pour évaluer le brouillage, l'utilisateur définit comme entrées les données des équipements (choisies dans une base de données) et les données liées à la configuration du site (notamment la configuration des antennes...). Toutefois, le logiciel demande un grand nombre de paramètres à renseigner et un grand nombre de modèles à utiliser. Le résultat est aussi sensible aux incertitudes dues à la cohérence entre les paramètres renseignés et la réalité.
- OPNET ("*Optimized Network Engineering Tools*") : logiciel commercial développé par la société MIL3 Inc. et permettant de simuler la dégradation de performances de réseaux de communication. Le système étudié est décrit par des variables d'état discrètes et le brouillage apparaît en termes de dégradation de performances comme le débit et le temps de réponse (temps écoulé entre l'émission et la réception d'un message). Pour évaluer ces performances, l'utilisateur choisit dans une bibliothèque de modèles et de protocoles pour représenter les paramètres du scénario de brouillage. La limitation principale du logiciel est que l'utilisateur doit être expert de la technologie du système afin de renseigner correctement les paramètres d'entrée.

2.3.4 Réglementation et normalisation

Du point de vue des organismes internationaux, la CRE est plus connue sous le nom d'étude de partage de spectre (ou étude de partage de fréquence ou aussi étude de compatibilité). Dans cette partie, on présente certains documents de référence concernant cette thématique et qui seront utilisés dans la suite de ce manuscrit. Ces documents proviennent d'organismes de normalisation européens et internationaux.

Le secteur Radiocommunications de l'UIT (UIT-R) a proposé des recommandations limitant les puissances des rayonnements hors bande [63] et des rayonnements non désirés [64] des émetteurs pour protéger les systèmes opérant dans les bandes adjacentes. Cet organisme a aussi proposé des recommandations caractérisant la sélectivité [65], la sensibilité et les niveaux de bruit [66] des récepteurs. Ces recommandations ainsi que celles proposées pour les diagrammes de rayonnement et les gains maximaux d'antennes dans certaines bandes de fréquence [53] font partie des travaux de la série SM ("*Spectrum Management*") de l'UIT-R. Par ailleurs, la

série RP (*"Radiowave Propagation"*) de l'UIT-R propose les modèles de propagation à utiliser en fonction du scénario de brouillage et de la bande de fréquence utilisée [67, 68, 69]. À partir de ces informations, des méthodes d'étude de partage en fréquence ou aussi études de coordination entre systèmes ont été proposées par l'UIT-R dans les séries SM [70] et UIT-R SF (*"Frequency Sharing and coordination between fixed-satellite and fixed service systems"*) [71]. Dans le cadre de ces études de partage, l'UIT propose souvent des limitations de puissance des émetteurs pour des systèmes utilisant la même bande de fréquence ou des bandes de fréquences proches. C'est le cas par exemple des systèmes dans les bandes ISM (*"Industrial, Scientific, Medical"*) [72].

On retrouve plusieurs exemples d'études de partage de fréquence au niveau européen, publiés sous forme de rapports du Comité des communications électroniques (ECC) ou de la Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications (CEPT), l'un des acteurs à l'origine de la création de l'organisme ETSI (*"European Telecommunications Standards Institute"*). Parmi les nombreuses études publiées concernant les systèmes dans la bande L et les bandes adjacentes, on cite [73, 4, 74, 75, 76, 77, 78, 79]. La plupart parmi elles sont basées sur des modèles statistiques et des simulations de Monte Carlo (même démarche que celle du logiciel SEAMCAT). De façon générale, ces études (aussi appelées études de compatibilité) se fondent sur l'approche suivante :

- Présenter les deux systèmes et les bandes de fréquences correspondantes.
- Caractériser le système brouilleur et le système brouillé.
- Préciser les scénarios de brouillage (les cas d'étude, cas pire ou cas statistiques).
- Définir le(s) modèle(s) de propagation et les paramètres associés.
- Analyser le niveau de brouillage produit pour chaque configuration par des simulations.
- Conclure quant au partage de fréquence.

2.4 Techniques de suppression de brouillage à bord des aéronefs

Étant donnée la limitation de la ressource spectrale et la multitude des systèmes radioélectriques et afin que le partage en fréquence entre ces systèmes soit possible, les niveaux de brouillage doivent être réduits. L'utilisation seule des masques d'émission et de réception est insuffisante lorsque le brouilleur et le récepteur victime utilisent des fréquences proches. La situation devient plus critique quand les deux équipements sont co-localisés. Dans ces scénarios de brouillage, on a recours à des

techniques de suppression de brouillage. L'utilisation de ces techniques est importante pour les systèmes aéronautiques pour ne pas compromettre la sécurité des vols.

Dans cette partie, on présente les principales techniques de suppression de brouillage proposées pour les systèmes candidats L-DACS. Pour assurer leur coexistence avec les autres systèmes opérationnels dans la bande L et dans les bandes adjacentes, il faut réduire les émissions hors bande des brouilleurs L-DACS et atténuer les signaux parasites provenant des systèmes existants.

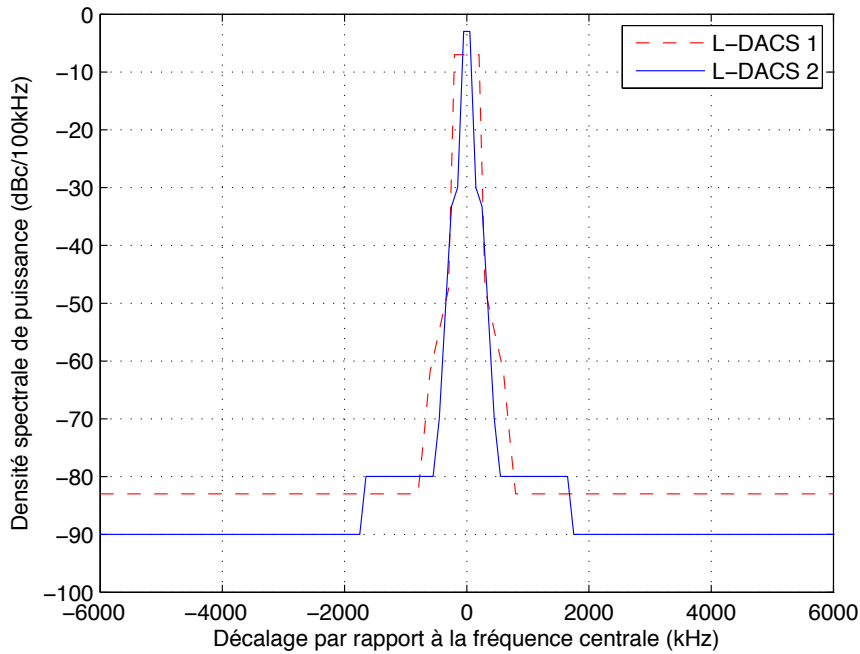


Figure 2.11: Masques d'émission des équipements L-DACS embarqués

On illustre dans la figure 2.11 les masques d'émission des équipements L-DACS1 et L-DACS2 embarqués et dans la figure 2.12 les masques d'émission des équipements au sol, en concordance avec les spécifications des deux systèmes [49, 7]. Ils sont représentés en fonction du décalage par rapport à la fréquence porteuse, avec une résolution de 100kHz et calculés en dB par porteuse (dB_c : rapport entre la puissance émise dans une bande de référence et la puissance émise dans la bande utile), avec une bande de référence de 100kHz . Puisque que la bande utile spécifiée du système L-DACS1 (voir tableau 2.1) est le quintuple de la bande de référence, alors les masques d'émission pour le système L-DACS1 sont décalés de $10 \cdot \log_{10}(\frac{1}{5}) = -7\text{dB}$ par rapport au niveau de référence 0dB . Par le même raisonnement, les masques d'émission pour le système L-DACS2 (voir tableau 2.4) sont décalés de $10 \cdot \log_{10}(\frac{1}{2}) = -3\text{dB}$ par rapport au niveau de référence 0dB . A l'heure

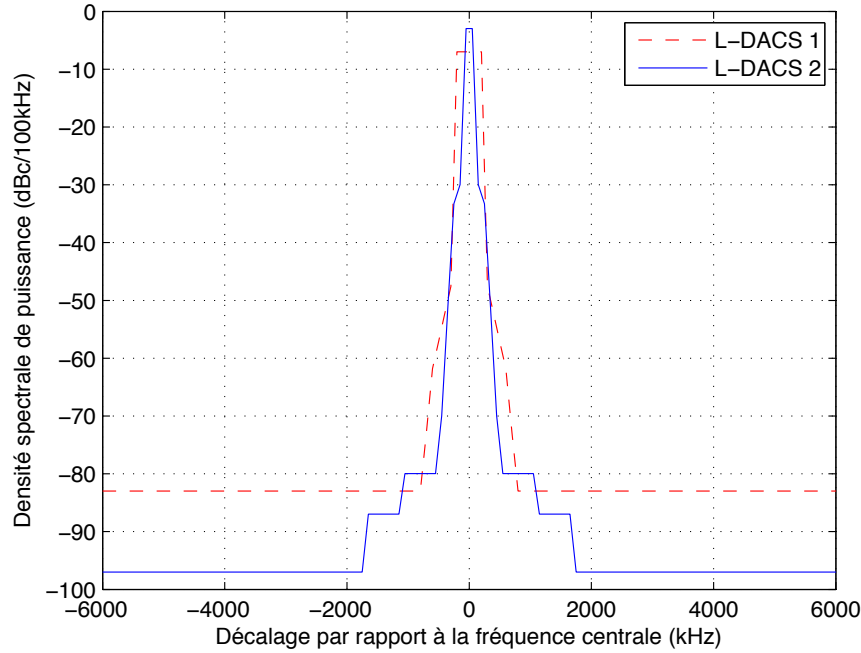


Figure 2.12: Masques d'émission des équipements L-DACS au sol

actuelle, les filtres de réception des deux systèmes L-DACS sont en cours de définition. On suppose en première approximation que ces filtres sont complémentaires aux masques d'émission.

En plus de ces masques et filtres, plusieurs techniques ont été proposées dans les normes de définitions des deux systèmes L-DACS, dont certaines s'appliquent dans le domaine temporel et d'autres dans le domaine fréquentiel.

2.4.1 Cas du L-DACS1

Les techniques proposées pour le candidat L-DACS1 sont adaptées à la modulation OFDM. De plus amples informations concernant ces techniques se trouvent dans [80] et [81]. La suppression de brouillage à l'émission L-DACS1 utilise une ou plusieurs des solutions suivantes :

- Le fenêtrage temporel : chaque symbole OFDM est multiplié par une fenêtre temporelle en Cosinus Surélevé à la place d'un filtre rectangulaire usuel, caractérisé par une durée symbole T_0 et un élargissement ("*roll off*") α par rapport à T_0 . Avec cette technique, les transitions de phase sont plus souples (lobes secondaires atténués) mais le débit d'émission est réduit (symbole plus long). Selon [81], un bon compromis est $\alpha = 0,2$.

- Les séquences à choix multiple ("*MCS : Multiple Choice Sequences*") : plusieurs versions du même vecteur de symboles OFDM sont générées et celle qui cause la plus faible puissance de lobes secondaires est émise. Le débit d'émission est néanmoins réduit. Selon [81], un bon compromis est un facteur de répétition égal à 4.
- Les porteuses d'annulation ("*Cancellation Carriers*") : quelques porteuses à droite et à gauche du spectre occupé par le symbole OFDM n'émettent pas de données. Leur poids est déterminé en fonction des amplitudes des lobes secondaires. Toutefois, cette technique cause une dégradation des performances du récepteur en termes de TEB. Selon [81], un bon compromis est un poids de 25% de la puissance totale du symbole OFDM.
- Pondération des sous porteuses OFDM ("*SCW : Sub Carrier Weighting*") : chaque sous porteuse émet des données et est pondérée par un coefficient compris entre g_{min} et g_{max} de façon à ce que les lobes secondaires des sous porteuses soient minimisés. Toutefois, cette technique cause une dégradation du TEB. Selon [81], un compromis est de choisir $g_{max}/g_{min} = 2$.

Il est possible de combiner plusieurs techniques parmi celles citées ci-dessus pour réduire au mieux les brouillages. La plus courante est la combinaison du filtrage temporel et des porteuses d'annulation.

La suppression de brouillage à la réception utilise une ou plusieurs des solutions des solutions suivantes :

- Filtrage numérique temporel : il s'agit d'un filtre non rectangulaire, placé en amont du bloc démodulation OFDM et permettant de réduire les brouillages radiofréquence en bande étroite (*NBI : "Narrowband Interference"*). Toutefois, cette technique requiert un élargissement de la taille du symbole OFDM (redondance en plus du préfixe cyclique) et réduit alors l'efficacité spectrale.
- Filtrage numérique fréquentiel : il s'agit d'estimer le niveau de brouillage NBI (mesuré pour les sous porteuses d'observation) et de le soustraire du signal total reçu. Ce filtre est placé en aval du démodulateur OFDM et est combiné avec le filtre temporel.
- Suppression d'impulsion ("*Pulse Blanking*") : il s'agit d'annuler les impulsions dont l'amplitude dépasse le niveau de signal utile. Ces impulsions sont facilement détectables dans le domaine temporel, mais cette suppression altère aussi le signal utile. Un compromis est de définir un seuil par rapport à ce niveau. Une variante de cette technique est la coupure d'impulsion ("*Clipping*"), dans laquelle au lieu d'être annulées, les impulsions affectées sont fixées à un seuil strictement positif.
- Décodage par annulation souple ("*Soft Erasure Decoding*") : il s'agit d'effacer les symboles décodés dont le *SINR* est très faible. Ces symboles sont les

symboles affectés par le brouilleur et sont identifiés en mesurant le spectre du signal reçu aux sous porteuses d'observation. Cette technique est appliquée entre les deux décodeurs de la chaîne de réception.

2.4.2 Cas du L-DACS2

D'après la norme de définition du système L-DACS2, la technique de contrôle de puissance au cours du temps permet de limiter les brouillages engendrés par L-DACS2 dans les bandes adjacentes. Par ailleurs, deux techniques principales permettant de protéger le futur système des rayonnements parasites provenant des systèmes aéronautiques existants sont mentionnées :

- Suppression d'impulsion ("Pulse Blanking") dans le domaine temporel. Il s'agit du même principe que pour le candidat L-DACS1. Par ailleurs, le brouillage n'est pas complètement supprimé à cause de l'allure gaussienne des filtres compte tenu de la modulation GMSK employée par L-DACS2 (présence d'un brouillage résiduel). Inspiré du système UAT ("*Universal Access Transceiver*") [82], cette technique serait implémentée par un **bus de suppression** auquel tous les systèmes avioniques sont connectés. Dès qu'un émetteur est actif (par exemple si la puissance de son signal émis dépasse $-20dBm$, voir [6, 7]), tous les autres récepteurs sont inhibés. Ainsi, le récepteur L-DACS2 est endormi lorsqu'un système d'avionique de bord émet un signal suffisamment puissant.
- Filtrage fréquentiel ("Notch Filtering") dans le domaine fréquentiel: Cette technique permet de filtrer les signaux pulsés à bande étroite. Le défaut de cette méthode est qu'elle filtre aussi le signal L-DACS2 dans les bandes occupées par ces signaux. Si plusieurs émetteurs aéronautiques sont à proximité fréquentielle du canal L-DACS2 alors la structure des filtres devient compliquée et la perte en signal utile devient trop importante (voir [6] pour plus de détails).

Ainsi, la norme de définition de L-DACS2 suggère d'utiliser un filtre hybride ("*Hybrid Blanking*"). Ce type de filtrage exploite les avantages des deux techniques décrites ci-dessus : lorsque dans le domaine temporel une impulsion est détectée, le filtrage fréquentiel intervient sur une bande de fréquence étroite autour de la position estimée de la fréquence centrale de l'impulsion.

2.4.3 Technique du "bus de suppression"

Les normes de définition des deux systèmes L-DACS mettent en évidence une autre technique de suppression de brouillage à bord des aéronefs, appelée le bus de suppression. Le principe de cette technique est de brancher tous les équipements aéronautiques embarqués de la bande L sur un bus commun. Dès qu'un émetteur est actif, c'est-à-dire que le niveau de puissance de son signal détecté par le bus est

supérieur à un certain seuil (par exemple $-20dBm$ selon [6]), tous les autres signaux sont coupés et les récepteurs des autres systèmes désensibilisés. L'utilisation de cette technique met en évidence un compromis entre la suppression des signaux brouilleurs et l'altération des signaux utiles.

Le bus de suppression est une technique spécifique à des systèmes aéronautiques embarqués et a été déjà implémenté pour certains systèmes comme l'UAT et le TCAS ("*Traffic Collision Avoidance System*") [83]. Des études sont actuellement en cours pour évaluer la nécessité et la faisabilité de l'implémentation d'une telle technique pour les deux candidats L-DACS [84].

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a fourni les éléments nécessaires à la compréhension du contexte aéronautique et des deux technologies candidates pour supporter le futur système L-DACS. Par ailleurs, on a détaillé les approches actuelles d'étude de CRE avec application aux systèmes L-DACS1 et L-DACS2 à partir de leurs spécifications. De plus, pour étudier la CRE, on a négligé les brouillages entre émetteurs et ainsi les produits d'intermodulation ne sont pas pris en compte. Dans la suite du manuscrit, on se focalisera sur les principaux scénarios de brouillage mettant en oeuvre les systèmes L-DACS (chapitre 3). On développera deux méthodologies différentes (chapitres 4 et 5) pour analyser les niveaux de brouillage avec des modèles simplifiés ne tenant pas compte des techniques de suppression de brouillage citées dans la partie 2.4.

Identification des scénarios critiques

Contents

3.1	Introduction	35
3.2	Systèmes radio utilisant la bande L aéronautique	35
3.3	Scénarios typiques de brouillage	38
3.4	Justification des choix sélectionnés dans ce mémoire	41
3.4.1	Scénario co-site et scénario air - air	41
3.4.2	Choix du système L-DACS en tant que brouilleur	42
3.4.3	Choix du système DME comme système victime prioritaire	42
3.4.4	Choix du système L-DACS2 pour les études expérimentales	42
3.5	Conclusion	42

3.1 Introduction

On a vu dans le chapitre précédent que la définition du scénario de brouillage et la caractérisation des systèmes radioélectriques brouilleur et brouillé sont des étapes importantes dans l'analyse de CRE. L'étude de la CRE entre un système L-DACS et les autres systèmes fonctionnant dans sa bande ou dans des bandes voisines met en évidence deux aspects. D'une part, ces systèmes sont nombreux et différents, et d'autre part pour chacun de ces systèmes, plusieurs scénarios de brouillage sont à analyser. Étant donnée la durée limitée de la thèse, il a paru difficile d'analyser ces cas de manière exhaustive. On se propose alors dans ce chapitre de présenter les différents systèmes et scénarios possibles et d'identifier parmi ceux-ci les scénarios les plus critiques étudiés au cours de la thèse.

3.2 Systèmes radio utilisant la bande L aéronautique

A l'issue de la CMR de 2007 [51], l'UIT a attribué une partie de la bande aéronautique L (960 à 1164 MHz) pour le développement du système L-DACS. Malgré un spectre potentiellement large, cette bande et son voisinage sont utilisées par plusieurs systèmes aéronautiques (radionavigation, surveillance...), de télécommunication (téléphonie mobile...) et de radionavigation par satellite. On représente à

la figure 3.1 l'occupation spectrale actuelle de la bande aéronautique L (960 à 1215 MHz).

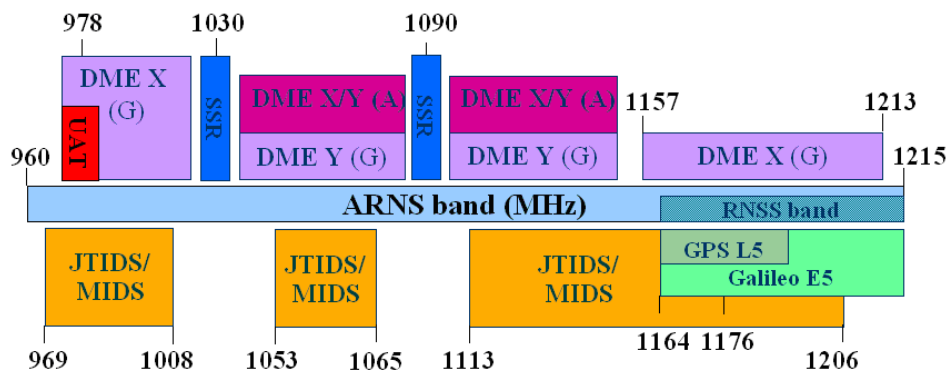


Figure 3.1: Occupation spectrale de la bande aéronautique L (960 à 1215 MHz)

On distingue à partir de cette figure deux groupes de systèmes : les systèmes opérant dans la bande 960-1164 MHz et les systèmes fonctionnant au voisinage de cette bande (jusqu'à 960 MHz et à partir de 1164 MHz).

Les systèmes utilisant la bande 960-1164 MHz peuvent être classés en deux catégories par rapport à leur normalisation :

- **Les systèmes normalisés par l'OACI**

- Le DME ("*Distance Measuring Equipment*") [85] est un équipement très utilisé en aéronautique et implémenté dans tous les aéronefs volant aux instruments aujourd'hui. Il permet de mesurer la distance oblique et de manière permanente entre un aéronef et une balise au sol en mesurant le temps aller-retour de paires d'impulsions gaussiennes envoyées en bande Ultra Haute Fréquence (UHF).
- L'UAT ("*Universal Access Transceiver*") [86] est un système de liaison de données entre les stations au sol et les aéronefs, et qui permet d'échanger certaines informations comme l'état du trafic et les bulletins météorologiques.
- Le SSR ("*Secondary Surveillance Radar*") [87] est un dispositif de contrôle qui permet d'identifier les aéronefs et les interroger sur leur état de vol, leur niveau de vol, vitesse... et de les localiser.

- **Les systèmes non normalisés par l'OACI, dont les plus importants :**

- Le TACAN ("*TACTical Air Navigation*") est un système de radionavigation très similaire au système DME et opérant dans la bande 960 - 1215 MHz .

- Le JTIDS/MIDS ("*Joint Tactical Information Distribution System / Multifonctionnal Information Distribution System*") [88] est un système de radiocommunication autorisé par certaines administrations.
- Le RSBN ("*Short Range Radio Navigation System*") [74] : ce système de radionavigation a la particularité d'assurer les communications air/sol ainsi que le positionnement de l'aéronef dans le volume de couverture.

Par ailleurs, d'autres systèmes fonctionnent dans des bandes immédiatement adjacentes à la bande 960-1164 *MHz*. Parmi ces systèmes, on énumère non seulement des systèmes aéronautiques mais aussi des systèmes de téléphonie mobile et des systèmes de radionavigation par satellite. En voici les plus importants :

- Le GSM ("*Global System for Mobile Communications*") [89]: Le GSM est une norme numérique de seconde génération pour la téléphonie mobile, standardisé par l'ETSI ("*European Telecommunications Standards Institute*"). La norme GSM 900 (dans la bande 880-960 *MHz*) est utilisée en Europe, en Afrique, au Moyen-Orient et en Asie.
- L'UMTS ("*Universal Mobile Telecommunications System*") [89] dans la bande 880-960 *MHz*. Il s'agit d'une technologie de téléphonie mobile européenne de troisième génération, normalisée par le 3GPP ("*3rd Generation Partnership Project*"). L'UMTS permet en particulier de transférer dans des temps relativement courts des contenus multimédia tels que les images, les sons et la vidéo.
- Les systèmes de radionavigation par satellite ou GNSS ("*Global Navigation Satellite Service*"), fonctionnant dans la bande 1164-1215 *MHz* :
 - Le GPS L5 ("*Global Positioning System*") [90] est conçu aux États Unis et constitue le principal système de positionnement par satellites mondial actuel. La localisation se fait par des mesures à partir de 24 satellites. Le document RTCA ("*Radio Technical Commission for Aeronautics*") DO-292 [91] résume ses caractéristiques.
 - Le Galiléo E5a et E5b [90] : ces deux systèmes européens analogues au GPS L5 sont en test depuis 2004. Les systèmes Galiléo sont normalisés par la commission au sein du groupe EUROCAE ("*European Organization for Civil Aviation Equipment*") WG 62 [92, 93].
- Le DME en bande adjacente (1164-1215 *MHz*).
- Le JTIDS/MIDS en bande adjacente (1164-1215 *MHz*).

3.3 Scénarios typiques de brouillage

La coexistence de L-DACS avec tous les systèmes radioélectriques opérationnels dans la bande L aéronautique et son voisinage est primordiale. Plusieurs études sont actuellement menées par EUROCONTROL pour étudier les scénarios de brouillage entre L-DACS et les principaux systèmes opérant dans la bande 960 - 1164 MHz [94, 95, 96], et dans le voisinage de cette bande [97, 98, 99]. On remarque que les systèmes étudiés peuvent être tous deux au sol, embarqués dans des avions différents ou même être à l'intérieur du même avion. De plus, selon les phases de vol indiquées à la figure 3.2, les avions peuvent être soit en vol (en phase de décollage, montée, croisière, descente et approche), soit au sol (en phase de roulage ou en stationnement) [100]. En totalité, plus d'une vingtaine de scénarios de brouillage sont à analyser pour mener une étude complète de CRE entre un système L-DACS et un système parmi ceux cités dans le sous chapitre précédent. On définit ces scénarios à la figure 3.3 et on les énumère ci-après.

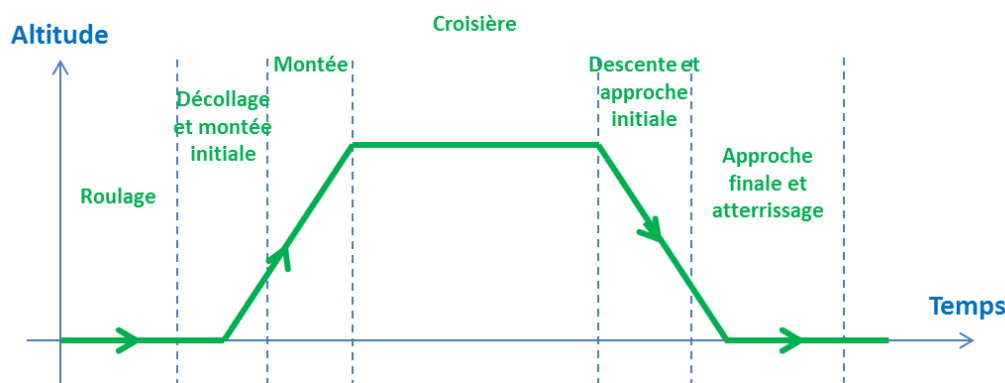


Figure 3.2: Phases de vol d'un avion

- Scénario Co-site (flèches 1 et 2) : le brouilleur et le récepteur victime sont localisés à l'intérieur d'un même avion en phase de croisière, de montée ou d'approche. Pour ce scénario, les positions spatiales des antennes des deux équipements sont proches, ce qui limite les atténuations de propagation entre elles. De manière générale, une isolation minimale de 30 dB entre les antennes associées aux équipements est nécessaire [100].
- Scénario Air - Sol (flèches 3 et 4) : le brouilleur est un équipement embarqué dans un avion en phase de croisière, de montée ou d'approche et le récepteur victime est une station au sol. Dans ce scénario, le modèle de propagation en espace libre s'applique.
- Scénario Sol - Air (flèches 5 et 6) : le brouilleur est une station de base générant des perturbations électromagnétiques sur un récepteur victime em-

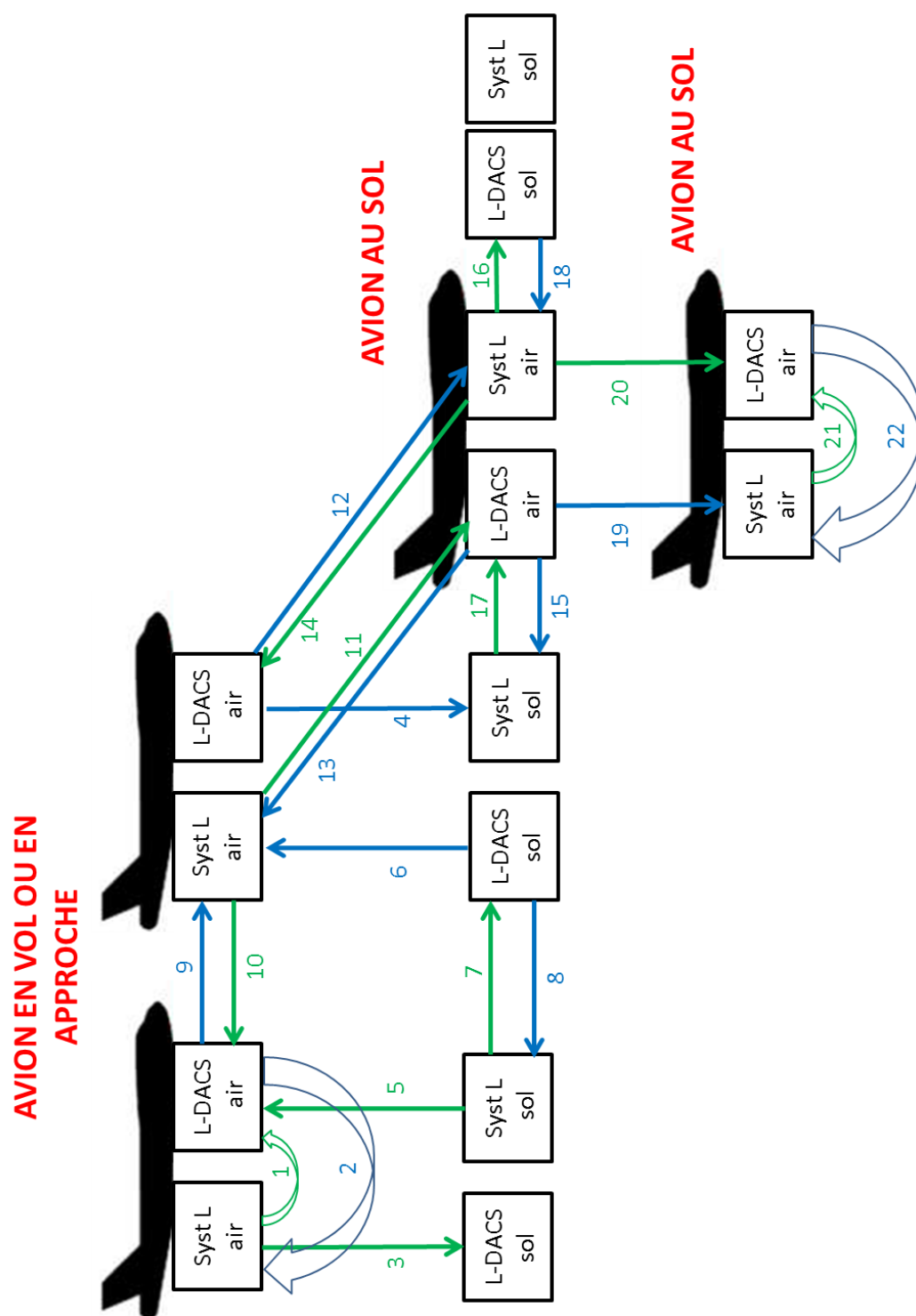


Figure 3.3: Scénarios de brouillage

barqué dans un aéronef en phase de vol, de montée ou d'approche. Dans ce scénario, le modèle de propagation en espace libre s'applique.

- Scénario Sol - Sol (flèches 7 et 8) : les deux équipements brouilleur et victime sont des stations de bases distinctes. Un brouillage entre stations au sol peut apparaître si celles ci sont localisées dans un même aéroport. Dans ce cas, la distance séparant les deux stations peut atteindre quelques kilomètres (cela correspond à des localisations à deux extrémités opposées de l'aéroport).
- Scénario Air - Air (flèches 9 et 10) : les deux équipements brouilleur et victime sont localisés dans des aéronefs distincts. D'après les instances aéronautiques, la séparation verticale minimale entre deux aéronefs est de 1000 pieds (ce qui correspond à 305 mètres), et leur séparation horizontale est beaucoup plus grande. Dans ce cas, le modèle de propagation en espace libre s'applique.
- Scénario Air - Avion au sol (flèches 11 et 12) : le brouilleur est un aéronef en phase de montée ou en approche et le récepteur victime est un aéronef au sol. Ce scénario correspond à une situation transitoire dans les phases de vol étant donnée la vitesse de l'aéronef brouilleur.
- Scénario Avion au sol - Air (flèches 13 et 14) : ce scénario est la situation inverse du scénario précédent et correspond alors à une situation transitoire.
- Scénario Avion au sol - Sol (flèches 15 et 16) : le brouilleur est un aéronef au sol (donc avant le décollage ou peu après l'atterrissage) et le récepteur victime est une station au sol. La distance séparant la station de base associée à l'aéronef au sol dans les plus grands aéroports peut atteindre quelques kilomètres.
- Scénario Sol - Avion au sol (flèches 17 et 18) : ce scénario est la situation inverse du scénario précédent.
- Scénario Avion au sol - Avion au sol (flèches 19 et 20) : Ce scénario peut apparaître juste en amont du décollage ou en aval de l'atterrissage dans des aéroports à forte charge de trafic et dans ces situations, la distance typique séparant deux aéronefs est évaluée entre quelques dizaines de mètres et quelques kilomètres.
- Scénario Co-site au sol (flèches 21 et 22) : le brouilleur et le récepteur sont tous deux localisés à bord d'un même aéronef posé au sol, avant son décollage ou après son atterrissage.

Par ailleurs, étant donné que le réseau aéronautique gère la communication parmi un grand nombre d'aéronefs et stations de au sol, un récepteur victime peut recevoir des signaux parasites provenant non pas d'un seul mais de plusieurs brouilleurs potentiels. Cette situation est mise en évidence par exemple pour les scénarios air sur air et air sur sol.

3.4 Justification des choix sélectionnés dans ce mémoire

3.4.1 Scénario co-site et scénario air - air

Plusieurs systèmes aéronautiques embarqués à bord des avions ont des antennes très proches (en particulier au niveau de la pointe avant). A titre d'exemple, la figure 3.4 donne une liste non exhaustive des équipements radioélectriques à bord d'un avion A320.

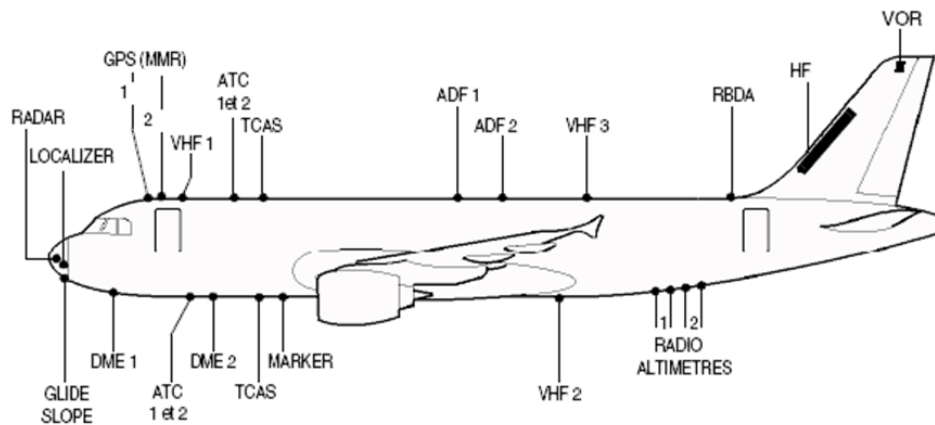


Figure 3.4: Équipements/antennes à bord d'un avion A320

L'étude du scénario co-site paraît alors contraignante et critique à cause de la proximité spatiale des équipements embarqués (et leurs antennes). En effet, à cause des portées des systèmes aéronautiques, le brouilleur émet des signaux à forte puissance en direction de sa station de base associée (l'altitude d'un avion peut atteindre 45000 pieds, soit environ 13600 m en croisière : voir figure 3.2). Les systèmes ont surtout un horizon radio large, ce qui implique que le récepteur victime est susceptible de recevoir des signaux de brouilleurs très éloignés. Ces signaux peuvent bloquer et / ou désensibiliser le récepteur d'un autre système embarqué à bord du même avion. Si de plus les deux équipements à bord opèrent à des fréquences proches ou identiques, l'effet des masques d'émission et de réception sont minimes, ce qui implique que le champ électromagnétique rayonné par l'antenne du brouilleur ne serait pas suffisamment atténué pour protéger le fonctionnement du récepteur victime.

Pour les scénarios non co-site, le scénario le plus critique semble le scénario air sur air. En effet, dans ce scénario de brouillage, la visibilité radioélectrique directe des équipements est la plus élevée. Compte tenu des séparations entre avions mentionnées auparavant, cette situation implique un grand nombre de brouilleurs. De

plus, les brouilleurs potentiels émettent des signaux à forte puissance captés par l'antenne du récepteur victime. Ainsi, ces aspects sont importants afin de dimensionner le réseau aéronautique et de planifier l'utilisation des fréquences.

3.4.2 Choix du système L-DACS en tant que brouilleur

Le développement des récepteurs L-DACS1 et L-DACS2 est actuellement en cours. Plus particulièrement, les masques de réception, et leurs architectures ne sont pas encore finalisées. Pour ces raisons, on a choisi d'étudier des cas de CRE mettant en évidence un ou des brouilleur(s) L-DACS et des récepteurs victimes de systèmes radioélectriques déjà opérationnels.

3.4.3 Choix du système DME comme système victime prioritaire

Un grand nombre de systèmes radioélectriques sont présents dans la bande L aéronautique et ses bandes adjacentes et y sont opérationnels depuis plusieurs années. Parmi eux, le système DME occupe la plus grande partie de la bande 960 - 1164 *MHz* comme l'indique la figure 3.1. Il est déployé depuis plusieurs décennies et est implémenté et utilisé aujourd'hui de manière permanente dans tous types d'aéronefs. Ainsi, on a opté pour l'étude de l'effet de brouilleurs L-DACS sur des récepteurs DME en priorité. Pour ce faire, on a étudié des scénarios de brouillage en mode co-canal et en mode canal adjacent (voir chapitre 2).

3.4.4 Choix du système L-DACS2 pour les études expérimentales

D'autre part, des travaux de recherche avancés pour le candidat L-DACS1 sont menés par deux autres équipes de recherche, en particulier le centre de recherche aéronautique et spatial allemand, nommé le DLR ("*Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt*") et l'agence *Frequentis GmbH* basée en Allemagne et en Autriche. Depuis quelques années, ces équipes développent des prototypes pour les émetteurs et récepteurs L-DACS1, et aussi d'analyser plusieurs scénarios de brouillage mettant en oeuvre des équipements L-DACS1.

Pour cette raison, on a décidé de mener une campagne expérimentale à Supélec afin d'évaluer l'impact d'un brouilleur L-DACS2 sur les performances d'un récepteur victime du type DME. Pour ce faire, plusieurs étapes ont été primordiales, dont l'implémentation des scénarios et la fourniture des équipements nécessaires aux expérimentations.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en évidence la complexité de la problématique de CRE entre L-DACS et les équipements radioélectriques opérant dans sa même bande ou à son voisinage. Plus particulièrement, on a montré que les systèmes et les scénarios à prendre en compte sont nombreux. Ainsi, on a fait certains choix par

analyse de criticité pour définir les cas d'études prioritaires et faisables dans le cadre de la thèse. Cette analyse permet aussi de positionner les travaux de la thèse par rapport à l'avancement et aux grandes lignes du projet de développement du système L-DACS. Dans les deux chapitres suivants, on mettra en oeuvre les deux scénarios de brouillage les plus critiques identifiés. Dans une première approche (chapitre 4), on développera une méthodologie d'analyse dans le domaine fréquentiel pour le scénario air sur air (pour les deux systèmes brouilleurs L-DACS). Ensuite, dans une deuxième approche (chapitre 5), on se focalisera sur une approche différente pour le scénario co-site, étudiant l'effet d'un brouilleur L-DACS2 sur un récepteur victime DME dans le domaine temporel, et ce d'abord par des simulations puis par des expérimentations.

Compatibilité radioélectrique air - air

Contents

4.1	Introduction	45
4.2	Présentation et méthode générale	46
4.2.1	Hypothèses	46
4.2.2	Démarche	46
4.3	Calcul du niveau de brouillage	46
4.3.1	Modélisation de l'environnement aéronautique	46
4.3.2	Brouillage à un niveau de vol fixé	49
4.3.3	Distribution spatiale des brouilleurs	49
4.3.4	Distribution fréquentielle des brouilleurs	52
4.3.5	Niveau de brouillage avec séparation spatiale et/ou fréquentielle	55
4.4	Analyse du niveau de brouillage	56
4.4.1	Présentation générale et paramètres	56
4.4.2	Effet du nombre de brouilleurs	57
4.4.3	Effet de la largeur de bande du récepteur victime	60
4.5	Conséquences sur deux cas de brouillage	62
4.5.1	Brouillage d'un récepteur idéal	62
4.5.2	Brouillage d'un récepteur DME	67
4.6	Conclusion	71

4.1 Introduction

On a indiqué au **chapitre 3** que l'un des scénarios de CRE les plus critiques est le scénario air - air, dans lequel l'émetteur brouilleur et le récepteur victime sont embarqués à bord d'aéronefs distincts. Dans ce chapitre, on se propose d'analyser ce scénario dans le cas le plus défavorable, *i.e.* où le récepteur victime reçoit le niveau maximal de brouillage possible. Pour ce faire, on propose une approche différente des approches existantes et on l'applique à deux études de cas. La plupart des résultats de ce chapitre ont été présentés à deux conférences [PIMRC-2009],[ITST-2009].

4.2 Présentation et méthode générale

4.2.1 Hypothèses

On considère un scénario air - air où le système brouilleur est un système candidat L-DACS et dans la situation du cas le plus défavorable (qu'on appelle aussi "pire cas"). Dans une telle configuration, on place les brouilleurs dans l'espace de manière à ce que la puissance générée par ces équipements au niveau du récepteur victime soit maximale. Le modèle de propagation pris en compte est la propagation en espace libre.

Par ailleurs, on a décidé d'utiliser deux types d'antennes pour L-DACS (une antenne 1 isotrope et une antenne 2 conforme aux spécifications des deux systèmes L-DACS1 et L-DACS2). Afin d'établir une étude théorique, on considère dans un premier temps que le récepteur victime est un **récepteur idéal**. Dans un deuxième temps, on analysera l'effet d'un brouillage L-DACS1 / L-DACS2 sur un **récepteur victime réel du type DME**.

4.2.2 Démarche

La modélisation de l'environnement aéronautique est nécessaire pour décrire la position relative entre le récepteur victime et les brouilleurs potentiels. Cette étape est particulièrement compliquée à défaut de modèle existant dans la littérature pour générer le cas de brouillage le plus défavorable mettant en oeuvre L-DACS et un autre système radioélectrique. Les modèles en deux dimensions utilisés pour les réseaux de téléphonie mobiles et les modèles statistiques utilisés jusqu'à présent (par exemple la méthode de Monte Carlo) sont inadaptés à cause des vitesses très élevées et de la grande mobilité des aéronefs (véhicules). D'autre part, une perte de communication peut mettre en danger la sécurité du vol.

Par conséquent, une modélisation déterministe en trois dimensions est nécessaire, tout en respectant les normes de séparation entre aéronefs, imposées par les instances aéronautiques pour des raisons de sécurité.

On propose donc dans ce chapitre d'élaborer une approche déterministe permettant de calculer le niveau maximal de brouillage et d'identifier la distribution spatiale et fréquentielle des brouilleurs réalisant cette configuration. Cette démarche pourrait s'appliquer à plusieurs autres cas de brouillage.

4.3 Calcul du niveau de brouillage

4.3.1 Modélisation de l'environnement aéronautique

La position spatiale de chaque aéronef est complètement déterminée par trois éléments essentiels : sa longitude, sa latitude et son altitude. L'environnement aéro-

nautique peut être représenté dans un système de coordonnées sphériques, centré au niveau de l'antenne du récepteur victime, et dans lequel chaque antenne (émetteur utile et brouilleur(s)) est représenté par un point dans l'espace.

Dans le présent mémoire, et en vue de simplifier les équations, on se propose d'étudier la position relative (écart de distance horizontal et vertical) entre le récepteur victime et ses brouilleurs potentiels. Dans ces conditions, un aéronef est identifié par sa distance r , son azimuth θ et son élévation ϕ . Ces coordonnées sont représentées à la figure 4.1.

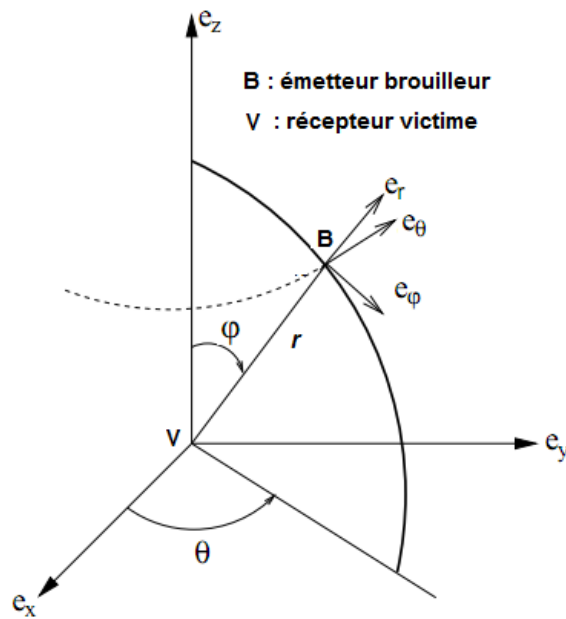


Figure 4.1: Coordonnées d'un brouilleur dans un repère sphérique centré sur le récepteur victime

Cet environnement est très spécifique. Afin d'assurer la sécurité des vols, la communauté aéronautique a imposé des normes de séparation spatiale entre deux aéronefs quelconques :

- Deux aéronefs doivent être séparés en altitude d'au moins 1000 *pieds* (*i.e.* environ 300 *m*) ;
- Si deux aéronefs sont au même niveau de vol (*i.e.* même altitude), ils doivent être distants d'au moins 5 *NM* (*i.e.* environ 9250 *m*). Pour le cas particulier des zones d'approche (phases de décollage et d'atterrissage), la séparation réglementaire se réduit à 2,5 *NM* (*i.e.* environ 4260 *m*). Dans le scénario étudié, on ne considère donc que la situation en route (hors décollage et atterrissage).

Ainsi, en considérant que le niveau de référence est le niveau de vol de la victime, les différents brouilleurs potentiels se situent à des différences d'altitude $a(k)$ (exprimée en km) vérifiant l'équation 4.1 :

$$a(k)(km) = 0,3 \cdot k, \forall k \in Z \quad (4.1)$$

Par ailleurs, à chaque niveau de vol et autour de chaque équipement est définie une zone de protection circulaire. Une modélisation en 3D est donc nécessaire et il devient difficile de quantifier le niveau de brouillage à une altitude donnée. Pour pallier cette difficulté, l'idée est de calculer la puissance générée en considérant seulement quelques aéronefs par niveau de vol (un ou deux au maximum). Dans le premier cas, la seule contrainte à respecter est la séparation verticale. Or, les antennes considérées sont omnidirectionnelles dans le plan azimutal et elles sont directives dans le plan d'élévation. L'atténuation de propagation L (en dB) est donnée par l'équation 4.2, où f (en GHz) est la porteuse du signal généré par l'émetteur et r (en m) est la distance entre celui-ci et le récepteur victime. Le niveau de brouillage reçu ne dépend alors que de la distance et de l'angle d'élévation.

$$L(f, r)(dB) = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot f(GHz) \cdot r(m)}{0,3}\right) = -20 \cdot \log_{10}\left(\frac{0,075}{\pi \cdot f \cdot r}\right) \quad (4.2)$$

Ainsi, toutes les valeurs possibles du niveau de brouillage sont déterminées en fixant une valeur de l'azimut. La méthode est la même pour le deuxième cas : les valeurs possibles du niveau de brouillage sont calculées en plaçant les deux avions sur un même plan vertical à azimut constant.

Dans ces conditions, le problème sphérique 3D étudié se réduit à un problème cartésien bi-dimensionnel. Pour simplifier les calculs, on choisit $\theta = 0$. Chaque brouilleur est complètement identifié par sa longitude x_T et son altitude z_T , exprimés en km et directement reliés à r et ϕ par les équations 4.3 et 4.4 :

$$x_T(km) = r \cdot \cos(\phi) \quad (4.3)$$

$$z_T(km) = r \cdot \sin(\phi) = a(k), \forall k \in Z \quad (4.4)$$

Avec ce modèle, on cherche à déterminer la plus grande puissance reçue par le récepteur victime. Soit N le nombre de brouilleurs potentiels. Ces aéronefs L-DACS sont répartis sur au moins $1 + E(\frac{N-1}{2})$ et au plus N niveaux de vols possibles (pour tout réel x , $E(x)$ est la partie entière de x). Afin de déterminer le cas le plus défavorable de brouillage, on compare les puissances reçues pour toutes les combinaisons possibles. Pour ce faire, on propose une approche composée de trois étapes.

4.3.2 Brouillage à un niveau de vol fixé

Dans une première étape, on calcule le plus haut niveau de brouillage dans chaque altitude $a(k)$, et en y considérant un ou deux aéronefs.

La puissance I_k (en dBW) générée par un brouilleur L-DACS quelconque d'un niveau de vol $a(k)$ sur le récepteur victime (juste après passage par son antenne de réception) est donnée par l'équation 4.5, où $G_T(-\phi_k)$, exprimée en dB_i , est le gain de l'antenne pour l'angle d'élévation $-\phi_k$, P_T (en dBW) est la puissance à la sortie de l'émetteur brouilleur et L_T les pertes de câbles correspondantes.

$$I_k(r_k, \phi_k) = P_T - L_T + G_T(-\phi_k) - L(f_k, r_k) \quad (4.5)$$

Les niveaux de brouillage sont calculés numériquement pour toutes les positions x_T entre 0 et 20 km , avec une résolution de 10 cm . On note $I_m(k)$ la puissance maximale au niveau de vol $a(k)$.

Dans le cas de deux brouilleurs par niveau de vol, soient $x_{T,1}$ et $x_{T,2}$ (exprimés en km) les longitudes respectives du premier et du deuxième aéronef. Sachant que $(x_{T,1} - x_{T,2}) \geq 9,25$ km , les puissances sont calculées numériquement pour toutes les positions $x_{T,1}$ entre -20 km et 10,75 km , et $x_{T,2}$ entre $x_{T,1} + 9,25$ km et 20 km , en gardant la même résolution en distance que précédemment (*i.e.* 10 cm). La puissance totale I_t exprimée en dBW et générée par deux brouilleurs L-DACS d'un même niveau de vol $a(k)$ quelconque sur le récepteur victime (juste après passage par son antenne de réception) est alors donnée par l'équation 4.6 :

$$I_t(r_{k,1}, r_{k,2}, \phi_{k,1}, \phi_{k,2}) = 10 \cdot \log_{10} \left(10^{\frac{I_k(r_{k,1}, \phi_{k,1})}{10}} + 10^{\frac{I_k(r_{k,2}, \phi_{k,2})}{10}} \right) \quad (4.6)$$

On appelle $I_{t,m}(k)$ la valeur maximale de la puissance de brouillage totale au niveau de vol $a(k)$ puis $I_{1,m}(k)$ et $I_{2,m}(k)$ les contributions respectives du premier et deuxième aéronef.

4.3.3 Distribution spatiale des brouilleurs

Dans la deuxième étape, on classe les brouilleurs par ordre décroissant selon la puissance générée au niveau du récepteur victime avant passage par l'antenne de réception. Les N aéronefs recherchés sont identifiés en choisissant les N premiers brouilleurs obtenus. En rappelant que l'antenne du récepteur victime est considérée isotrope dans un premier temps, on présente les résultats aux quatre figures ci-après : figure 4.2 pour les brouilleurs L-DACS1 avec l'antenne 1, figure 4.3 pour les brouilleurs L-DACS2 avec l'antenne 1, figure 4.4 pour les brouilleurs L-DACS1 avec l'antenne 2 et figure 4.5 pour les brouilleurs L-DACS2 avec l'antenne 2. Dans tous les résultats, les puissances des N brouilleurs les plus puissants sont indiquées en bleu.

On remarque que la localisation des brouilleurs les plus puissants, pour tous les niveaux de vol et pour une même antenne, sont identiques pour L-DACS1 et L-DACS2. En effet, les seuls paramètres variables sont l'atténuation de propagation et le gain d'antenne. Une fois le niveau de vol fixé, le problème ne dépend plus que de l'angle d'élévation et l'atténuation de propagation est inchangée. Sachant que selon leurs spécifications, l'antenne spécifiée pour les deux systèmes candidats L-DACS est la même, le gain d'antenne est identique pour une élévation donnée. Le même résultat est obtenu avec l'antenne isotrope.

L-DACS1 avec Antenne 1

1 avion par niveau de vol			2 avions par niveau de vol				
z_T (km)	x_T (km)	P_m (dBW)	$P_{1,m}$ (dBW)	$x_{1,T}$ (km)	$P_{1,m}$ (dBW)	$x_{2,T}$ (km)	$P_{2,m}$ (dBW)
0,3	0	-69,7	-69,7	0	-69,7	9,25	-99,5
-0,3	0	-69,7	-69,7	0	-69,7	9,25	-99,5
0,6	0	-75,7	-75,7	0	-75,7	9,25	-99,5
-0,6	0	-75,7	-75,7	0	-75,7	9,25	-99,5
0,9	0	-79,2	-79,2	0	-79,2	9,25	-99,5
-0,9	0	-79,2	-79,2	0	-79,2	9,25	-99,5
1,2	0	-81,7	-81,7	0	-81,7	9,25	-99,5
-1,2	0	-81,7	-81,7	0	-81,7	9,25	-99,5
1,5	0	-83,7	-83,6	-0,01	-83,7	9,24	-99,6
-1,5	0	-83,7	-83,6	-0,01	-83,7	9,24	-99,6
1,8	0	-85,2	-85,1	-0,01	-85,2	9,24	-99,6
-1,8	0	-85,2	-85,1	-0,01	-85,2	9,24	-99,6
2,1	0	-86,6	-86,4	-0,02	-86,6	9,23	-99,7
-2,1	0	-86,6	-86,4	-0,02	-86,6	9,23	-99,7
2,4	0	-87,7	-87,5	-0,04	-87,7	9,21	-99,7
-2,4	0	-87,7	-87,5	-0,04	-87,7	9,21	-99,7
2,7	0	-88,8	-88,4	-0,06	-88,8	9,19	-99,8
-2,7	0	-88,8	-88,4	-0,06	-88,8	9,19	-99,8

Figure 4.2: Brouilleurs L-DACS1 les plus puissants avec l'antenne 1 isotrope

On procède de manière itérative pour déterminer les brouilleurs les plus puissants :

- Pour $N = 1$, le brouillage provient du brouilleur L-DACS le plus puissant localisé au niveau $a(1) = 0,3 \text{ km}$.
- Pour $N = 2$, deux configurations sont possibles : les deux aéronefs sont soit au même niveau de vol, soit à des niveaux de vol différents. A partir des figures 4.2 à 4.5, pour les deux types d'antenne utilisées, le brouillage est plus élevé quand il est généré par les deux brouilleurs les plus puissants se situant aux niveaux de vol $a(1)$ et $a(-1)$.
- Pour $N \leq N_{max}$, avec $N_{max} = 12$ aéronefs si l'antenne 2 est utilisée ($N_{max} = 60$ aéronefs si l'antenne 1 est utilisée), les brouilleurs les plus puissants sont tous situés à des niveaux de vols deux à deux distincts. La contribution apportée par l'ajout d'un deuxième brouilleur au même niveau de vol reste

L-DACS2 avec Antenne 1								
1 avion par niveau de vol			2 avions par niveau de vol					
z_T (km)	x_T (km)	P_m (dBW)	$P_{1,m}$ (dBW)	$x_{1,T}$ (km)	$P_{1,m}$ (dBW)	$x_{2,T}$ (km)	$P_{2,m}$ (dBW)	
0,3	0	-67,6	-67,6	0	-67,6	9,25	-97,4	
-0,3	0	-67,6	-67,6	0	-67,6	9,25	-97,4	
0,6	0	-73,7	-73,6	0	-73,7	9,25	-97,4	
-0,6	0	-73,7	-73,6	0	-73,7	9,25	-97,4	
0,9	0	-77,2	-77,1	0	-77,2	9,25	-97,5	
-0,9	0	-77,2	-77,1	0	-77,2	9,25	-97,5	
1,2	0	-79,7	-79,6	0	-79,7	9,25	-97,5	
-1,2	0	-79,7	-79,6	0	-79,7	9,25	-97,5	
1,5	0	-81,6	-81,5	-0,01	-81,6	9,24	-97,5	
-1,5	0	-81,6	-81,5	-0,01	-81,6	9,24	-97,5	
1,8	0	-83,2	-83	-0,01	-83,2	9,24	-97,6	
-1,8	0	-83,2	-83	-0,01	-83,2	9,24	-97,6	
2,1	0	-84,5	-84,3	-0,02	-84,5	9,23	-97,6	
-2,1	0	-84,5	-84,3	-0,02	-84,5	9,23	-97,6	
2,4	0	-85,7	-85,4	-0,04	-85,7	9,21	-97,7	
-2,4	0	-85,7	-85,4	-0,04	-85,7	9,21	-97,7	
2,7	0	-86,7	-86,4	-0,06	-86,7	9,19	-97,7	
-2,7	0	-86,7	-86,4	-0,06	-86,7	9,19	-97,7	

Figure 4.3: Brouilleurs L-DACS2 les plus puissants avec l'antenne 1 isotrope

L-DACS1 avec Antenne 2								
1 avion par niveau de vol			2 avions par niveau de vol					
z_T (km)	x_T (km)	P_m (dBW)	$P_{1,m}$ (dBW)	$x_{1,T}$ (km)	$P_{1,m}$ (dBW)	$x_{2,T}$ (km)	$P_{2,m}$ (dBW)	
0,3	0,44	-70,6	-70,6	-0,44	-70,6	8,81	-95,6	
0,6	0,91	-76,5	-76,5	-0,91	-76,5	8,34	-94,7	
-0,3	0,25	-79,8	-79,7	-0,25	-79,8	9	-97,1	
0,9	1,36	-80	-79,9	-1,36	-80	7,89	-93,4	
1,2	1,82	-82,6	-82,1	-1,82	-82,6	7,43	-92,4	
1,5	2,27	-84,5	-83,8	-2,27	-84,5	6,98	-91,8	
-0,6	0,5	-85,8	-85,5	-0,5	-85,8	8,75	-97,8	
1,8	2,72	-86,1	-85	-2,72	-86,1	6,53	-91,7	
2,1	3,18	-87,4	-86,1	-3,3	-87,4	5,95	-91,7	
2,4	3,63	-88,6	-86,6	-4,25	-89	5	-90,3	
-0,9	0,75	-89,3	-88,8	-0,75	-89,3	8,5	-98,6	
2,7	4,08	-89,6	-86,9	-4,59	-89,8	4,66	-89,9	
3	4,54	-90,5	-87,5	-4,54	-90,5	4,71	-90,5	
3,3	4,99	-91,3	-88,3	-4,99	-91,3	4,99	-91,3	
-1,2	0,99	-91,8	-91,1	-0,99	-91,8	8,26	-99,4	
3,6	5,44	-92,1	-89,1	-5,44	-92,1	5,44	-92,1	
3,9	5,9	-92,8	-89,8	-5,9	-92,8	5,9	-92,8	
4,2	6,35	-93,4	-90,4	-6,35	-93,4	6,35	-93,4	

Figure 4.4: Brouilleurs L-DACS1 les plus puissants avec l'antenne 2 spécifiée

L-DACS2 avec Antenne 2							
1 avion par niveau de vol - Antenne 2			2 avions par niveau de vol - Antenne 2				
z_T (km)	x_T (km)	P_m (dBW)	$P_{1,m}$ (dBW)	$x_{1,T}$ (km)	$P_{1,m}$ (dBW)	$x_{2,T}$ (km)	$P_{2,m}$ (dBW)
0,3	0,44	-68,5	-68,5	-0,44	-68,5	8,81	-93,6
0,6	0,91	-74,5	-74,4	-0,91	-74,5	8,34	-92,6
-0,3	0,25	-77,7	-77,7	-0,25	-77,7	9	-95
0,9	1,36	-78	-77,8	-1,36	-78	7,89	-91,3
1,2	1,82	-80,5	-80,1	-1,82	-80,5	7,43	-90,4
1,5	2,27	-82,5	-81,7	-2,27	-82,5	6,98	-89,7
-0,6	0,5	-83,8	-83,5	-0,5	-83,8	8,75	-95,7
1,8	2,72	-84	-83	-2,72	-84	6,53	-89,7
2,1	3,18	-85,4	-84	-3,3	-85,4	5,95	-89,7
2,4	3,63	-86,5	-84,6	-4,25	-87	5	-88,3
-0,9	0,75	-87,3	-86,8	-0,75	-87,3	8,5	-96,5
2,7	4,08	-87,6	-84,8	-4,59	-87,8	4,66	-87,9
3	4,54	-88,5	-85,5	-4,54	-88,5	4,71	-88,5
3,3	4,99	-89,3	-86,3	-4,99	-89,3	4,99	-89,3
-1,2	0,99	-89,7	-89,1	-0,99	-89,7	8,26	-97,3
3,6	5,44	-90,1	-87	-5,44	-90,1	5,44	-90,1
3,9	5,9	-90,8	-87,7	-5,9	-90,8	5,9	-90,8
4,2	6,35	-91,4	-88,4	-6,35	-91,4	6,35	-91,4

Figure 4.5: Brouilleurs L-DACS2 les plus puissants avec l'antenne 2 spécifiée

plus faible que celle générée en considérant un aéronef brouilleur dans un niveau de vol différent.

- A partir de $N = N_{max} + 1$, la puissance générée par deux brouilleurs L-DACS de deux niveaux différents devient inférieure à celle due à deux aéronefs L-DACS appartenant à un même niveau de vol.
- L'identification des positions des brouilleurs les plus puissants pour $N > N_{max} + 1$ nécessite des calculs plus élaborés et un modèle tridimensionnel plus compliqué. Il faudrait à chaque niveau de vol étudier le brouillage généré par trois émetteurs L-DACS.

La dernière itération possible est alors l'itération $N_{max} + 1$ (*i.e.* 61 si l'antenne 1 est utilisée et 13 si l'antenne 2 est utilisée) et le nombre de niveaux de vol utilisés pour la modélisation est N_{max} . On illustre à la figure 4.6 la distribution spatiale des brouilleurs obtenue pour $N = 13$.

4.3.4 Distribution fréquentielle des brouilleurs

Dans la troisième et dernière étape, on associe à chacun des brouilleurs précédents une fréquence d'émission et un canal associé. On considère que les fréquences des brouilleurs sont deux à deux différentes. Pour obtenir le cas de brouillage le plus défavorable, l'allocation se fait de proche en proche par rapport à la fréquence cen-

trale de réception et sa bande occupée.

Soit n_B le nombre de brouilleurs potentiels co-fréquence (*i.e.*, les bandes d'émission de ces brouilleurs, de largeur B_T , chevauchent la bande passante du récepteur victime, de largeur B_R). n_B est donné par la relation 4.7 :

$$n_B = E\left(\frac{B_R}{B_T}\right) + \delta_R, \quad (4.7)$$

avec

$$\delta_R = \begin{cases} 1 & \text{si } \exists i \in N, B_R = i \cdot B_T \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.8)$$

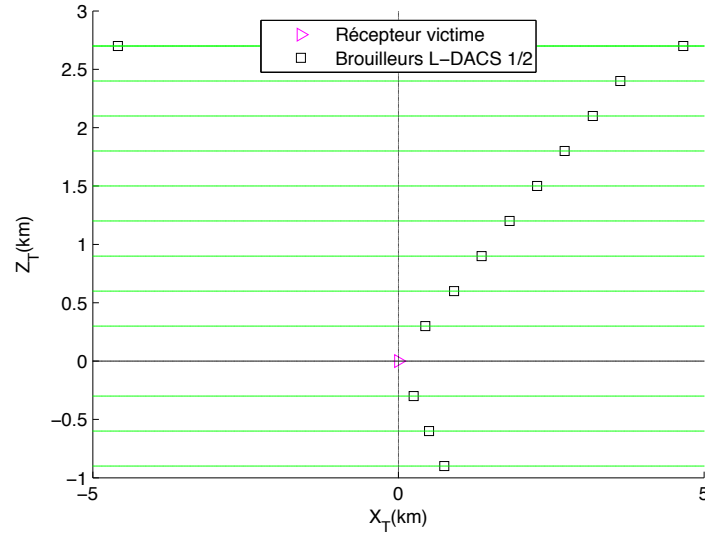


Figure 4.6: Position des treize brouilleurs les plus puissants autour du récepteur victime (antenne de réception isotrope) avec deux cas d'étude : cas de brouilleurs L-DACS avec l'antenne 1 (isotrope) et cas de brouilleurs L-DACS avec l'antenne 2 (conforme aux spécifications de L-DACS).

Deux cas se présentent alors :

- Si n_B est pair, les brouilleurs les plus puissants utilisent les canaux centrés sur les fréquences données par la relation 4.9. On illustre à la figure 4.7 la répartition des brouilleurs potentiels pour l'exemple de $n_B = 4$.

$$F_T(k) = F_R + k \cdot \frac{B_T}{2}, k \leq N_{max} + 1 \quad (4.9)$$

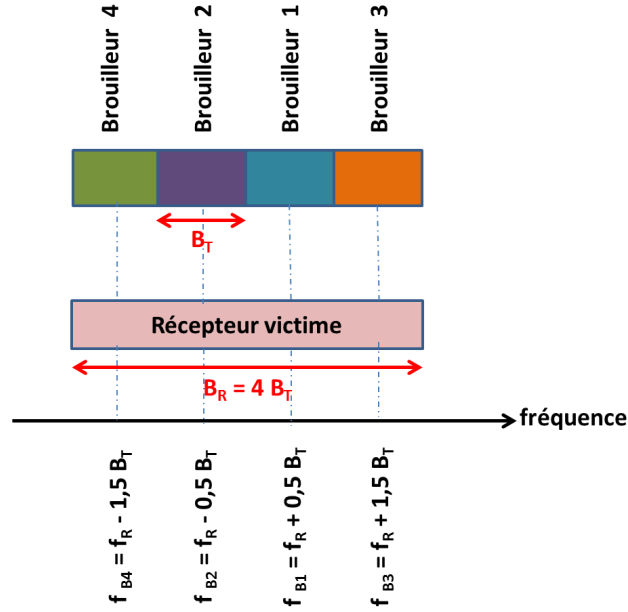


Figure 4.7: Répartition des fréquences centrales des brouilleurs co-fréquence autour de celle du récepteur victime, pour $n_B = 4$.

- Si n_B est impair, les brouilleurs les plus puissants utilisent les canaux centrés sur les fréquences données par la relation 4.10. On présente à la figure 4.8 la répartition des brouilleurs potentiels pour l'exemple de $n_B = 5$.

$$F_T(k) = F_R + k \cdot B_T, 1 \leq k \leq N_{max} + 1 \quad (4.10)$$

Par ailleurs, étant donnée la symétrie du problème, on a la relation 4.11 :

$$F_T(2 \cdot p + 1) - F_R = F_R - F_T(2 \cdot p), 1 \leq p \leq E\left(\frac{N_{max} + 1}{2}\right) \quad (4.11)$$

On généralise alors ces relations dans l'équation 4.12 qui détermine l'écart de la porteuse de chaque émetteur identifié dans l'étape précédente par rapport à la fréquence centrale de réception, où k est le numéro de celui-ci :

$$\delta f(k) = F_T(k) - F_R = \{(-1)^k \cdot [1 - 2 \cdot E(\frac{k+1}{2})] - \gamma\} \cdot \frac{B_T}{2}, \quad (4.12)$$

avec

$$\gamma = 2 \cdot [\frac{n_B}{2} - E(\frac{n_B}{2})]. \quad (4.13)$$

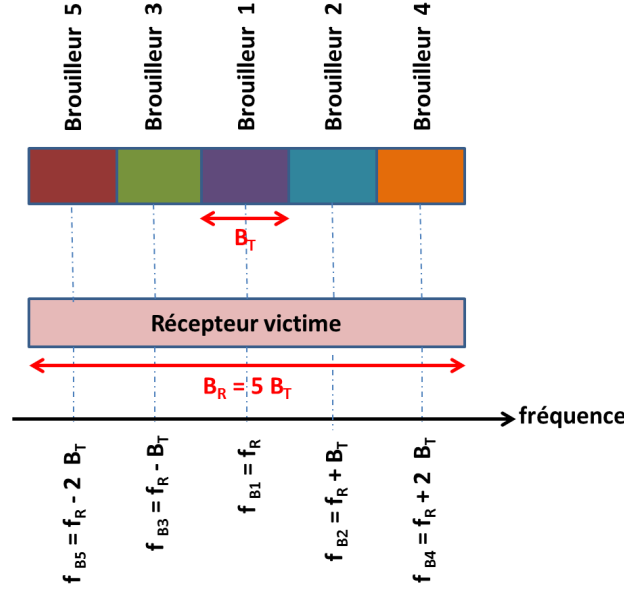


Figure 4.8: Répartition des fréquences centrales des brouilleurs co-fréquence autour de celle du récepteur victime, pour $n_B = 5$.

4.3.5 Niveau de brouillage avec séparation spatiale et/ou fréquentielle

Lorsque le niveau de brouillage reçu par le récepteur victime est suffisamment élevé, ses performances pourraient être significativement dégradées. Dans ce cas, on trouve deux solutions possibles dans la littérature. On a recours à une séparation spatiale (on éloigne progressivement les brouilleurs du récepteur victime) ou une séparation fréquentielle (on réduit progressivement le nombre de brouilleurs co-fréquence). Dans certains cas, on peut combiner les deux solutions.

4.3.5.1 Avec une séparation spatiale

Cette solution consiste à éloigner progressivement les brouilleurs du récepteur victime, en gardant la même allocation des canaux d'émission. Pour ce faire, on modifie la localisation du brouilleur le plus puissant avec l'algorithme itératif suivant :

- Pour chaque étape k ($1 < k \leq N_{max} + 2 - n_B$), on supprime les $(k - 1)$ premiers brouilleurs L-DACS identifiés dans le paragraphe précédent
- On sélectionne les n_B brouilleurs suivants (voir figures 4.2 à 4.5).

Cette approche ne peut être appliquée pour $k > N_{max} + 2 - n_B$ pour la même limitation que précédemment. Dans ces conditions, on reste toujours dans une configuration du cas de brouillage le plus défavorable, mais avec une contrainte supplémentaire concernant la distance de protection du récepteur victime.

4.3.5.2 Avec une séparation fréquentielle

Cette solution est appliquée pour une distribution spatiale fixée des aéronefs brouilleurs et son principe est le suivant : On sait que n_B canaux d'émission peuvent chevaucher la bande passante du récepteur victime. Dans les cas précédents, tous ces canaux étaient associés à des brouilleurs co-fréquences. L'idée de cette solution est d'allouer n_C canaux parmi les n_B ($1 \leq n_C \leq n_B$) à des brouilleurs hors bande. Pour rester dans le cas de brouillage le plus défavorable, l'attribution des canaux hors bande se fait aussi de proche en proche.

Dans ces conditions, l'écart $\delta f'(k)$ de la fréquence centrale du k^{eme} brouilleur porteuse par rapport à la fréquence centrale du récepteur victime est donné par les équations suivantes :

- Pour $1 \leq k \leq n_C$,

$$\delta f'(k) = \{(-1)^k \cdot [1 - 2 \cdot E(\frac{k+1}{2})] - \gamma\} \cdot \frac{B_T}{2} \quad (4.14)$$

- Pour $1 + n_C \leq k \leq n_B$,

$$\delta f'(k) = \{(-1)^{k+n_B-n_C} \cdot [1 - 2 \cdot E(\frac{k+n_B-n_C+1}{2})] - \gamma\} \cdot \frac{B_T}{2} \quad (4.15)$$

4.4 Analyse du niveau de brouillage

4.4.1 Présentation générale et paramètres

Dans cette partie, on propose de déterminer le niveau de brouillage I_{tot} généré en tenant compte de la modélisation de l'environnement aéronautique. On suppose dans cette partie de l'étude que la bande passante du récepteur victime B_R est multiple de la largeur de bande d'émission B_T des brouilleurs potentiels. Cette analyse permettra de simplifier le modèle proposé précédemment, tout en gardant son aspect déterministe.

Plus précisément, on analyse les variations de I_{tot} en fonction de deux paramètres :

- N : le nombre de brouilleurs autour du récepteur victime. Pour ce faire, on fixe la bande passante B_R du récepteur victime puis on calcule la puissance totale de brouillage reçue en considérant $N = 1$ brouilleur L-DACS, puis $N = 2$ brouilleurs, ..., jusqu'à $N = N_{max} = 13$ brouilleurs.
- B_R : la bande passante du récepteur victime. Pour ce faire, on considère $N = N_{max} = 13$ brouilleurs et on calcule la puissance totale de brouillage reçue en fonction de la bande passante B_R .

Les paramètres utilisés dans cette partie sont les suivants :

- Scénario de brouillage : air - air dans la situation la plus défavorable ;
- Caractéristiques des brouilleurs : L-DACS1 et L-DACS2 avec les mêmes paramètres que dans leurs spécifications et avec deux types d'antenne : antenne 1 et antenne 2 (voir début de ce chapitre) ;
- Caractéristiques du récepteur victime : filtre de réception rectangulaire dans la bande $[F_R - \frac{B_R}{2}, F_R + \frac{B_R}{2}]$, antenne de réception isotrope, pas de pertes de câbles, facteur de bruit $NF = 0 \text{ dB}$;
- modèle de propagation : espace libre.

4.4.2 Effet du nombre de brouilleurs

On calcule le niveau de brouillage en suivant l'algorithme précisé dans la session 4.3. On illustre les résultats obtenus par des simulations MATLAB à la figure 4.9 pour des brouilleurs L-DACS1 avec l'antenne 1, à la figure 4.10 pour des brouilleurs L-DACS1 avec l'antenne 2, à la figure 4.11 pour des brouilleurs L-DACS2 avec l'antenne 1 et à la figure 4.12 pour des brouilleurs L-DACS2 avec l'antenne 2. Dans ces figures, on présente la puissance de brouillage agrégée (*i.e.* totale) reçue au niveau du récepteur victime (calculée à l'entrée de celui-ci, après passage par l'antenne de réception et passage par les câbles) en fonction du nombre de brouilleurs $N \leq 13$, et pour $B_R = 13 B_T$, ainsi que la contribution individuelle au brouillage de chacun des treize brouilleurs potentiels.

A partir de ces figures, on remarque que la puissance I_{tot} est essentiellement générée par les n_B brouilleurs co-fréquence (*cf.* partie 4.3.4), avec une claire prédominance du premier brouilleur identifié autour du récepteur victime. Ce résultat est prévisible. En effet, ce brouilleur est le brouilleur le plus proche du récepteur. Par ailleurs, les $(13 - n_B)$ aéronefs suivants ne participent que par leurs émissions hors bande et/ou non désirées (voir figure 2.7). Or, d'après la figure 2.11, l'atténuation apportée par le masque d'émission pour le premier canal adjacent atteint 50 dB pour L-DACS1 (33 dB pour L-DACS2). Les émissions hors bande sont donc suffisamment faibles. De plus, l'atténuation de propagation (équation 4.2) varie inversement proportionnellement en fonction du carré de la distance ($\frac{1}{r^2}$), l'effet des brouilleurs les plus éloignés devient minime. En particulier, l'ensemble des 10^{eme}, 11^{eme}, 12^{eme}, 13^{eme} brouilleurs L-DACS participe seulement par 0,1 dB au brouillage total, pour les deux candidats L-DACS et pour les deux antennes d'émission.

Toutefois, on remarque certaines différences en fonction de l'antenne choisie pour L-DACS. Pour les deux candidats L-DACS, les deux émetteurs les plus puissants avec l'antenne 1 sont symétriques par rapport au récepteur victime et ont exactement la même contribution au brouillage total. Par contre, si l'antenne 2 est utilisée, le

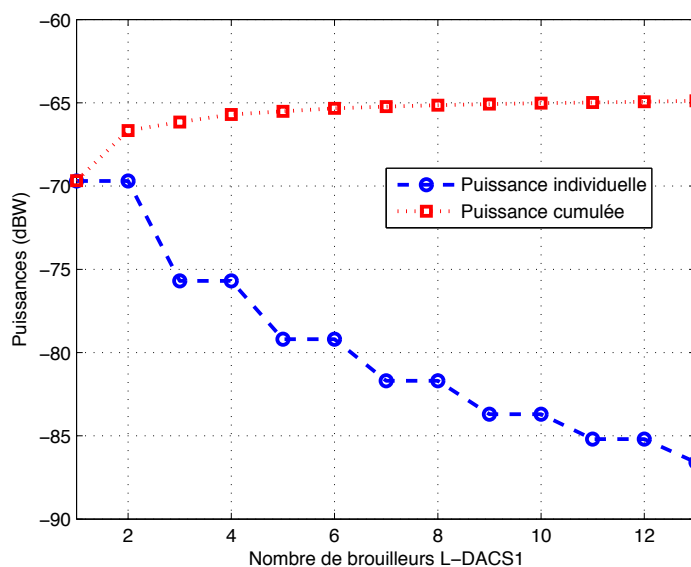


Figure 4.9: Puissance totale et contributions individuelles de brouillage reçues à l'entrée du récepteur victime en fonction du nombre de brouilleurs : cas brouilleurs L-DACS1, antenne 1

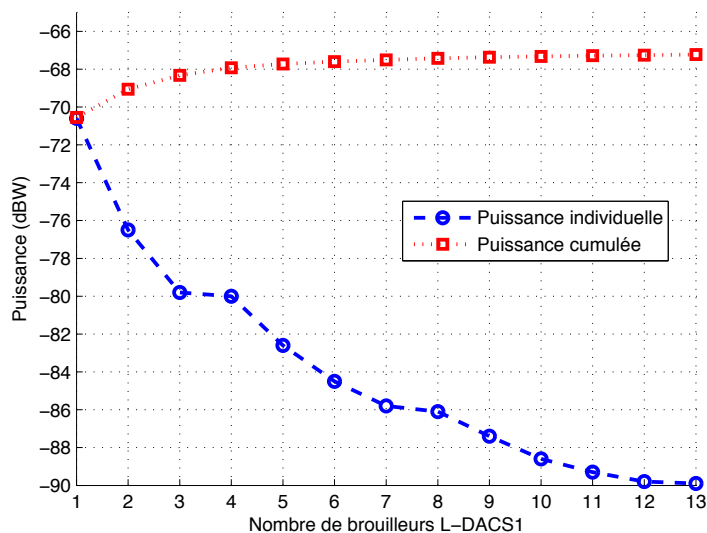


Figure 4.10: Puissance totale et contributions individuelles de brouillage reçues à l'entrée du récepteur victime en fonction du nombre de brouilleurs : cas brouilleurs L-DACS1, antenne 2

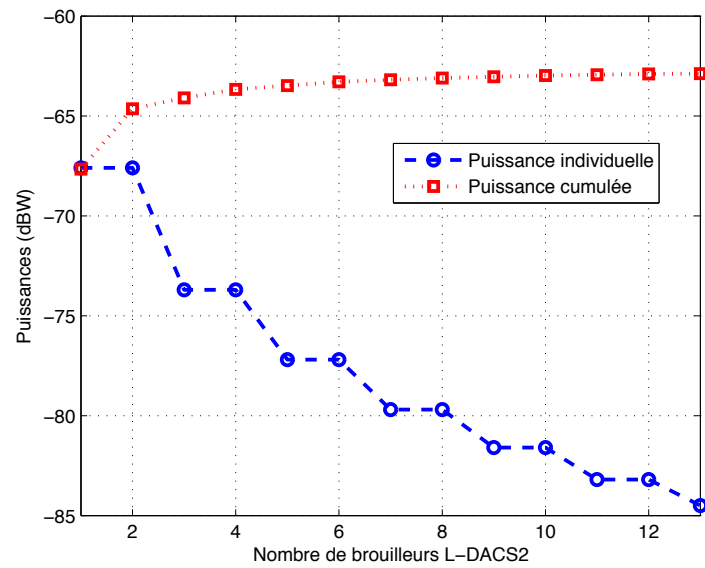


Figure 4.11: Puissance totale de brouillage et contributions individuelles reçues à l'entrée du récepteur victime en fonction du nombre de brouilleurs : cas brouilleurs L-DACS2, antenne 1

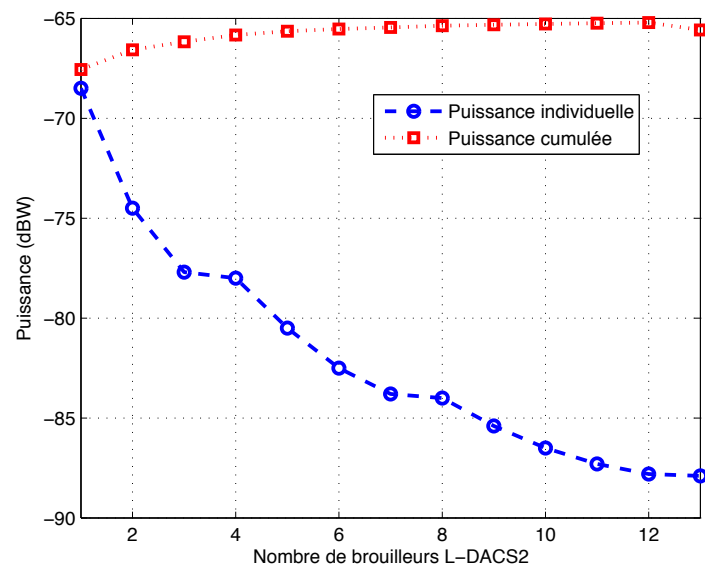


Figure 4.12: Puissance totale de brouillage et contributions individuelles reçues à l'entrée du récepteur victime en fonction du nombre de brouilleurs : cas brouilleurs L-DACS2, antenne 2

brouilleur le plus puissant est le premier aéronef identifié situé au niveau de vol $a(1)$, la contribution du deuxième brouilleur le plus puissant (au plan $a(2)$) est 6 dB plus faible (voir aussi les figures 4.4 et 4.5).

Dans tous les cas, la présence des 11 brouilleurs les plus puissants suivants augmente la puissance totale reçue de 1,5 dB même pour des bandes passantes du récepteur très larges. En conséquence, l'approche fournie permet de donner une bonne estimation du niveau maximal de brouillage reçu à l'entrée du récepteur victime.

4.4.3 Effet de la largeur de bande du récepteur victime

Pour confirmer ces résultats, on calcule la puissance totale de brouillage reçue à l'entrée du récepteur victime (après passage par antennes et câbles) en présence des 13 brouilleurs, en fonction de la largeur de la bande de réception B_R . On présente les résultats de simulation à la figure 4.13, pour les deux candidats L-DACS et pour les deux types d'antenne.

On remarque que le niveau de brouillage total est exactement dû à celui généré par les aéronefs en co fréquence (obtenus dans le paragraphe précédent : voir figures 4.9 à 4.12).

De plus, pour une largeur de bande passante fixée du récepteur victime, le niveau de brouillage en présence de brouilleurs L-DACS2 est plus grand que celui généré par les brouilleurs L-DACS1, pour les deux types d'antenne utilisées. On peut expliquer ce résultat avec les éléments suivants :

- D'après les spécifications des deux candidats (tableaux 2.1 et 2.4), la *PIRE* produite par un équipement embarqué L-DACS2 est plus élevée que celle émise par un équipement embarqué L-DACS1.
- La fréquence radioélectrique d'un signal L-DACS2 est plus basse que la porteuse utilisée par un signal L-DACS1. Ainsi, l'atténuation de propagation associée est plus faible (équation 4.2).
- Pour une largeur de bande passante fixée du récepteur victime, le nombre de brouilleurs co-fréquence L-DACS2 est plus élevé que le nombre de brouilleurs co-fréquence L-DACS1.

D'autre part, on remarque à partir de la figure 4.13 que pour les deux candidats L-DACS et pour une valeur fixée de la largeur de bande passante du récepteur victime, la puissance totale de brouillage I_{tot} obtenue avec l'antenne 1 est plus élevée que celle obtenue avec l'antenne 2. En effet, d'après les figures 4.2 à 4.5, pour tout $k \leq N_{max}$, le niveau de brouillage généré par le k^{eme} brouilleur identifié, en utilisant l'antenne 1 est plus élevé que celui généré par ce brouilleur en utilisant l'antenne 2.

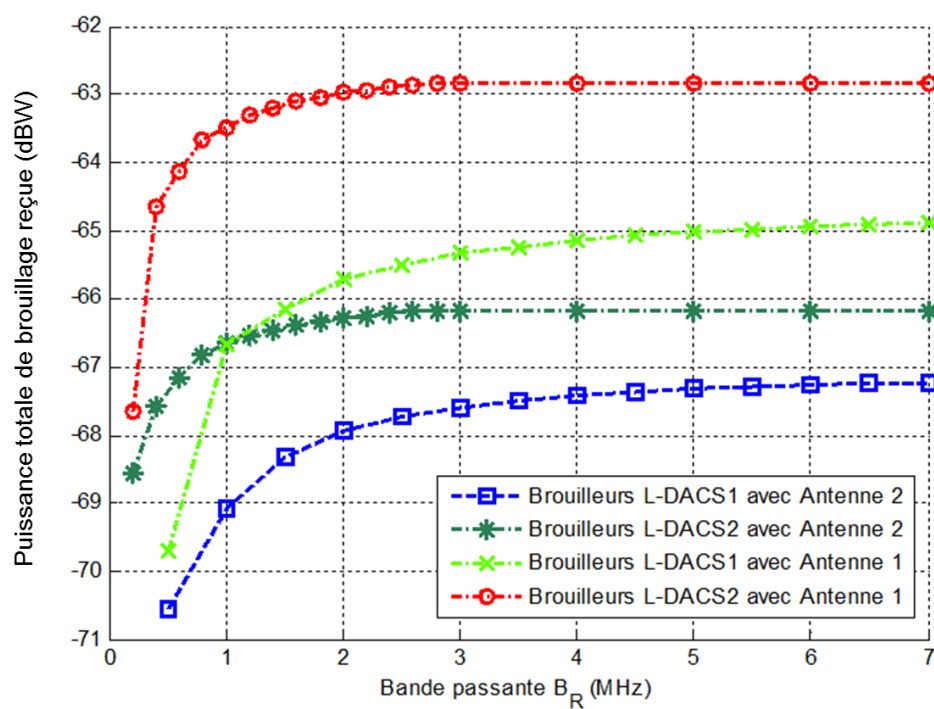


Figure 4.13: Puissance totale de brouillage à l'entrée du récepteur victime, en présence de 13 brouilleurs L-DACS et en fonction de la largeur de bande passante de réception.

4.5 Conséquences sur deux cas de brouillage

Dans cette partie, on applique l'algorithme présenté précédemment à deux études de cas de brouillage : la première sur un récepteur idéal et la deuxième sur un récepteur réel du type DME. Le scénario de brouillage est le scénario air-air dans le cas le plus défavorable. On se place dans la situation où L-DACS est le système brouilleur. Par ailleurs, on considère que le modèle de propagation est la propagation en espace libre. Dans cette partie du manuscrit, on se propose d'appliquer la méthode déterministe présentée à ces deux études.

4.5.1 Brouillage d'un récepteur idéal

4.5.1.1 Paramètres

Dans cette première étude de cas, on considère des brouilleurs L-DACS1 et L-DACS2 avec les deux types d'antennes utilisées précédemment dans ce chapitre (antenne 1 et antenne 2).

D'autre part, on fixe les paramètres suivants pour le récepteur victime :

- Bande de fréquence allouée : 960 MHz à 1164 MHz ;
- Largeur de bande passante de réception : $B_R = 1 \text{ MHz}$;
- Facteur de bruit : $NF = 0 \text{ dB}$;
- Pertes de câblage : $L_R = 0 \text{ dB}$;
- Rapport signal à bruit à l'entrée du récepteur : $SNR_0 = 10 \text{ dB}$;
- Puissance utile reçue à la portée de liaison : $P_R = -74 \text{ dBW}$ (valeur arbitraire) ;
- Antenne de réception isotrope avec un gain d'antenne $G_R = 0 \text{ dBi}$;
- Filtre de réception rectangulaire $H_R(f)$ dans la bande passante du récepteur.

D'après l'équation 2.3, le niveau de bruit thermique est $N_R = -144 \text{ dBW}$, il est alors suffisamment faible pour être négligé devant la puissance reçue P_R . Ainsi, le seuil de densité de brouillage peut être exprimé par l'équation :

$$I_{max}(dBW/MHz) = P_R(dBW) - SNR_0(dB) - 10 \cdot \log_{10}(B_R(MHz)) \quad (4.16)$$

Dans ces conditions, le seuil de densité de brouillage tolérable à l'entrée du récepteur victime est $I_{max} = -84 \text{ dBW/MHz}$.

Grâce aux premiers résultats de l'analyse du niveau de brouillage, il suffit de prendre en compte les brouilleurs co-fréquence afin de modéliser l'environnement aéronautique. On utilise alors $n_B = 2$ équipements embarqués L-DACS1 (respectivement $n_B = 5$ équipements embarqués L-DACS2).

4.5.1.2 Bilan de liaison

Ayant déterminé les paramètres nécessaires à l'étude, on détermine la densité de puissance agrégée I_d à l'entrée du récepteur victime. Les valeurs sont récapitulées au tableau 4.1 ci-dessous :

Tableau 4.1: Bilan de liaison sur un récepteur parfait

Antenne	I_d pour L-DACS1 (dBW/MHz)	I_d pour L-DACS2 (dBW/MHz)
Antenne 1	-66,7	-63,5
Antenne 2	-69,6	-66,6

Ainsi, pour les deux candidats L-DACS et les deux antennes, on a $I_d > I_{max}$: une séparation supplémentaire entre le récepteur victime et les brouilleurs s'impose.

Effet d'une séparation spatiale : On a effectué des simulations MATLAB pour les deux candidats L-DACS et les deux antennes. Les résultats sont illustrés à la figure 4.14 en appliquant l'algorithme présenté précédemment pour l'antenne 2 (et en considérant les mêmes niveaux de vol des brouilleurs avec l'antenne 1). L'axe des abscisses représente les 12 (respectivement les 9) altitudes possibles du brouilleur L-DACS1 le plus puissant (respectivement brouilleur L-DACS2).

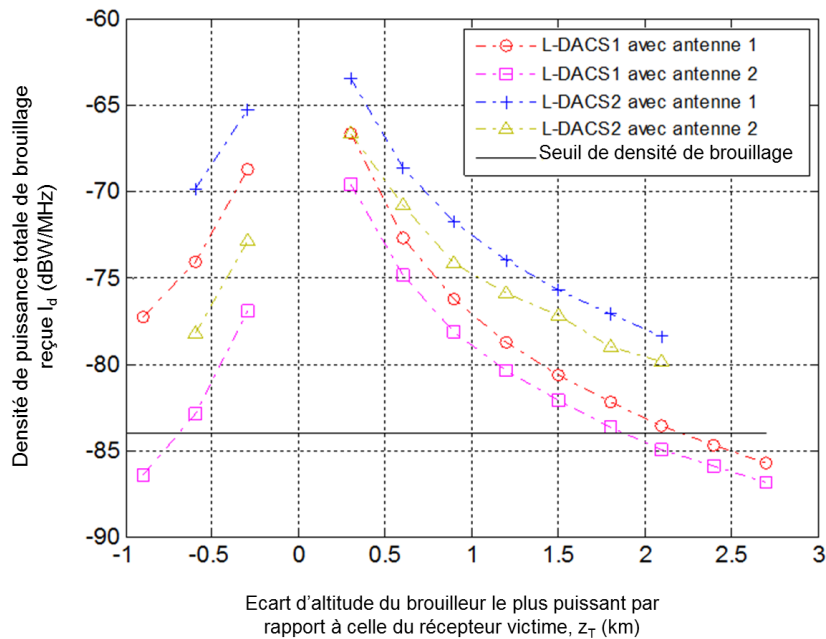


Figure 4.14: Densité de puissance de brouillage totale à l'entrée du récepteur victime en considérant une séparation géographique.

Effet d'une séparation fréquentielle : On a effectué des simulations MATLAB

pour les deux candidats L-DACS et les deux antennes, dans les mêmes conditions que la simulation précédente. Les résultats sont illustrés à la figure 4.15 pour des brouilleurs L-DACS1 avec l'antenne 1, à la figure 4.16 pour des brouilleurs L-DACS1 avec l'antenne 2, à la figure 4.17 pour des brouilleurs L-DACS2 avec l'antenne 1 et à la figure 4.18 pour des brouilleurs L-DACS2 avec l'antenne 2.

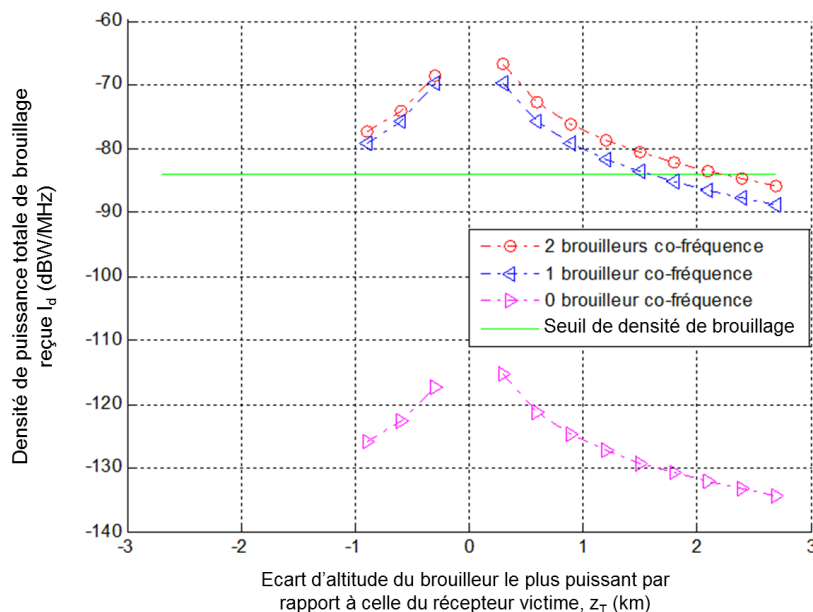


Figure 4.15: Densité de puissance de brouillage totale à l'entrée du récepteur victime en considérant une séparation géographique et fréquentielle avec L-DACS1 et l'antenne 1

4.5.1.3 Analyse des résultats

On constate à partir de la figure 4.14 que le rayonnement de l'antenne isotrope génère un brouillage plus élevé que celui de l'antenne spécifiée pour L-DACS.

En particulier, pour ce cas d'étude, afin de protéger le récepteur victime des rayonnements des brouilleurs L-DACS1, l'aéronef le plus puissant doit être placé au moins $2,1 \text{ km}$ au-dessus ou $0,9 \text{ km}$ au-dessous de celui-ci si l'antenne utilisée est l'antenne 2. Dans le cas où l'antenne 1 est utilisée en émission, la séparation minimale devient plus grande ($2,4 \text{ km}$ au-dessus du récepteur victime) et la méthode présentée ne permet pas de déterminer la distance de sécurité requise si l'aéronef L-DACS vole au-dessous du récepteur victime.

Plus encore, si les brouilleurs potentiels sont des équipements embarqués L-DACS2, la solution de séparation géographique devient insuffisante et il faut ajouter une

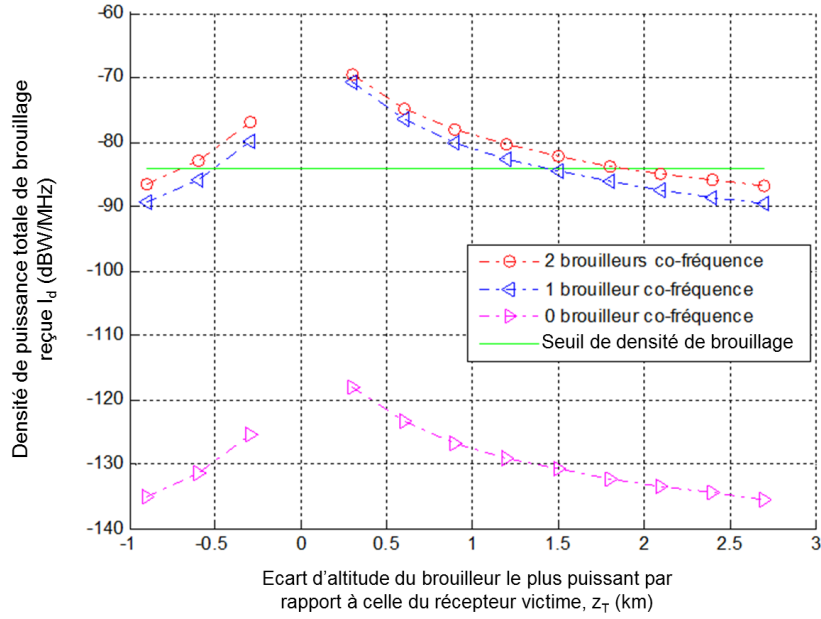


Figure 4.16: Densité de puissance de brouillage totale à l'entrée du récepteur victime en considérant une séparation géographique et fréquentielle avec L-DACS1 et l'antenne 2

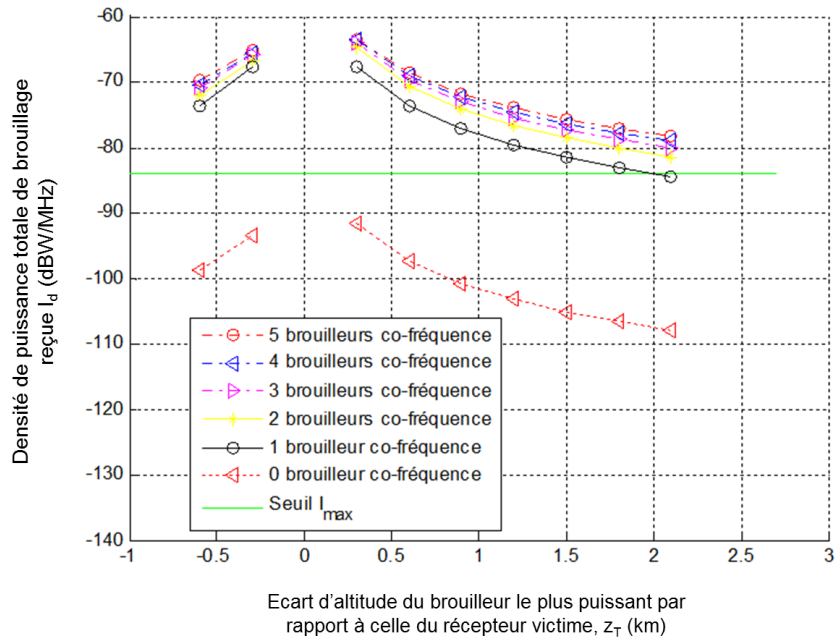


Figure 4.17: Densité de puissance de brouillage totale à l'entrée du récepteur victime en considérant une séparation géographique et fréquentielle avec L-DACS2 et l'antenne 1

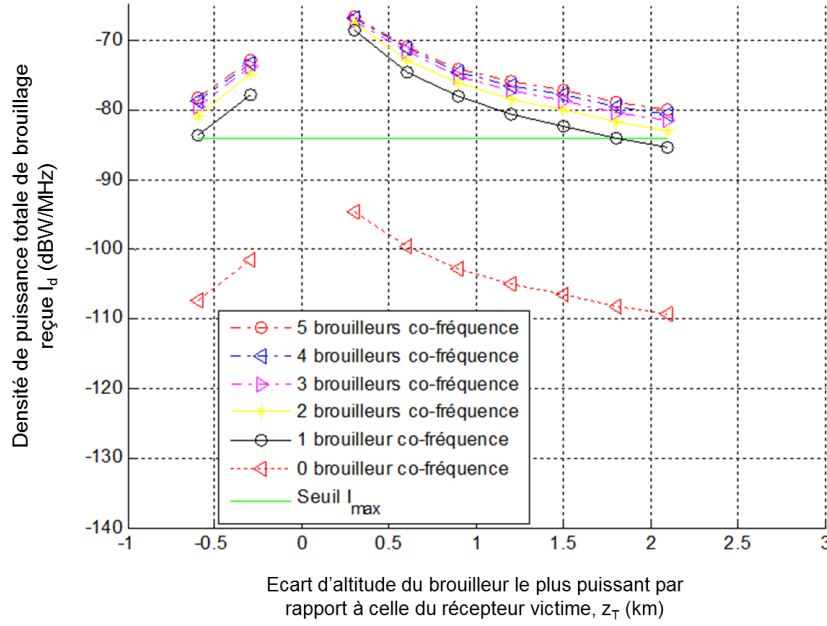


Figure 4.18: Densité de puissance de brouillage totale à l'entrée du récepteur victime en considérant une séparation géographique et fréquentielle avec L-DACS2 et l'antenne 2

séparation fréquentielle afin d'assurer que la présence de ces émetteurs ne compromette pas le fonctionnement du système subissant leurs rayonnements non désirés.

A partir des figures 4.15 et 4.16, on constate qu'en réduisant le nombre de brouilleurs co-fréquence, la densité de brouillage décroît. En particulier, lorsque tous les brouilleurs sont hors bande, on obtient une forte atténuation de puissance apportée par la superposition du masque d'émission et du masque de réception.

Néanmoins, certaines différences sont notées entre les deux antennes, concernant la contribution du deuxième brouilleur. Lorsque l'antenne 1 est utilisée, si le brouilleur le plus puissant est au niveau de vol $a(1)$, alors le deuxième brouilleur (au niveau $a(-1)$) génère exactement la même puissance de brouillage. Ceci explique que I_d diminue de 3 dB dans le cas où $n_C = 1$. Dans le cas contraire, la contribution du deuxième brouilleur est plus faible que celle du premier. L'atténuation de la densité I_d due à la diminution de n_C de 2 vers 1 est moins ressentie. Lorsque l'antenne 2 est utilisée, l'effet inverse se produit. On retrouve alors les résultats de la partie 4.4.2.

A partir des figures 4.17 et 4.18, on remarque que comme pour L-DACS1, la réduction du nombre de brouilleurs co-fréquence diminue la densité de brouillage générée par les équipements L-DACS2 sur le récepteur victime. Toutefois, on remarque que pour les deux types d'antennes utilisées pour L-DACS, l'atténuation de I_d par la

diminution de n_C de 5 à 3 est négligeable. Le brouillage reste presque inchangé quand au moins 3 brouilleurs sont en co-fréquence avec le récepteur victime. Ceci est dû au profil de l'atténuation de propagation (voir figures 4.3 et 4.5). Lorsque $n_C < 3$, on retrouve les résultats mentionnés pour les brouilleurs L-DACS1. On retrouve alors les résultats de la partie 4.4.2.

4.5.2 Brouillage d'un récepteur DME

4.5.2.1 Paramètres

On s'intéresse ici à un récepteur du type DME et on considère que l'antenne utilisée par les brouilleurs L-DACS1 et L-DACS2 est l'antenne 2 (mentionnée dans leurs spécifications).

On relève à partir de [85] et de [4] les principales caractéristiques d'un récepteur victime DME :

- Bande de fréquence allouée : 962 *MHz* à 1213 *MHz* ;
- Largeur de bande de réception : $B_{R,DME} = 1$ *MHz* (la même que dans le cas d'étude précédent) ;
- Seuil de densité de brouillage tolérable à l'entrée d'un récepteur DME est évaluée à -129 *dBW/MHz* (hors marges de sécurité et de partage du brouillage entre plusieurs systèmes et services) ;
- Antenne de réception : l'antenne illustrée à la figure 2.4. L-DACS et DME utilisent alors la même antenne avec un gain variant de -17,5 *dBi* à 5,4 *dBi* ;
- Filtre de réception du système DME : sélectivité variant entre 0 *dB* (dans la bande de réception) et 70 *dB*. Dans le cadre de cette étude, le filtre de réception sélectionné est donné par la figure 4.19.

4.5.2.2 Bilan de liaison

A l'aide de ces éléments, on applique la même méthode que précédemment pour déterminer la densité de brouillage reçu à l'entrée du récepteur DME. Les résultats pour des brouilleurs L-DACS1 sont illustrés à la figure 4.20 en considérant 2 puis 1 puis 0 brouilleurs L-DACS1 co-fréquence.

On effectue le même type de simulation pour des brouilleurs L-DACS2 et on illustre les résultats à la figure 4.21 en réduisant successivement le nombre de brouilleurs L-DACS2 co-fréquence (le niveau de brouillage généré en considérant 3, 4 ou 5 brouilleurs est très similaire à celui généré par deux brouilleurs, cf. l'étude de cas

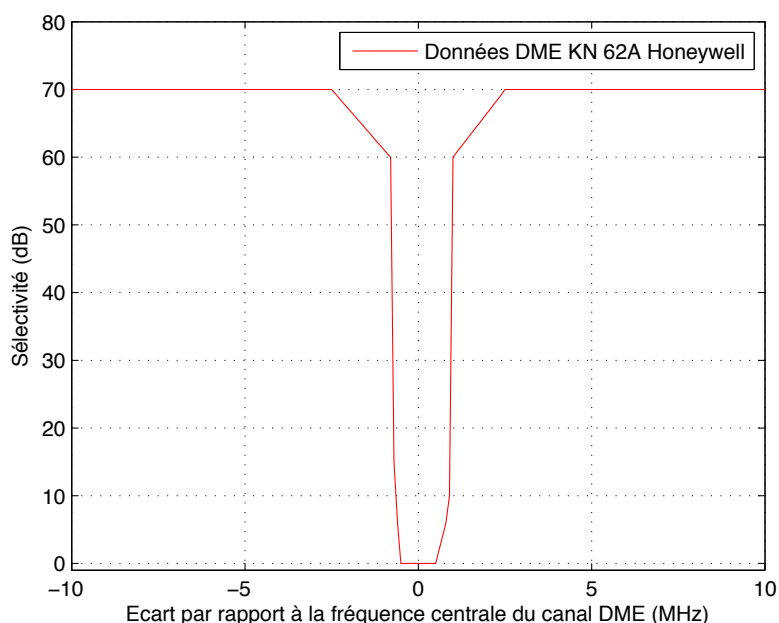


Figure 4.19: Filtre de réception du récepteur DME utilisé dans les simulations

précédente).

Pour compléter l'étude du brouillage L-DACS sur DME, on a aussi calculé la densité de brouillage reçue par le récepteur DME en présence d'un brouilleur L-DACS et un seul, lorsque celui-ci est co-fréquence. Les résultats obtenus en fonction de l'écart δf pour plusieurs niveaux de vol du brouilleur, sont illustrés à la figure 4.22 pour un brouilleur L-DACS1 et à la figure 4.23 pour un brouilleur L-DACS2.

4.5.2.3 Analyse des résultats

On constate selon les deux figures 4.20 et 4.21 que la présence d'un brouilleur L-DACS1 ou d'un brouilleur L-DACS2 co-fréquence risque de dégrader les performances du récepteur DME en deçà des performances requises. Ce résultat est en concordance avec des études effectuées dans le cadre de l'étude de partage en fréquence entre brouilleur L-DACS et récepteur TACAN [101].

Par ailleurs, on remarque à partir de la figure 4.20 que pour protéger le récepteur DME des brouillages L-DACS1, il est nécessaire que les brouilleurs L-DACS1 soient tous hors-bande. Dans ce cas, les canaux d'émission sont tous disjoints avec la bande passante du récepteur victime.

Néanmoins, dans le cas de brouillage par des équipements embarqués L-DACS2,

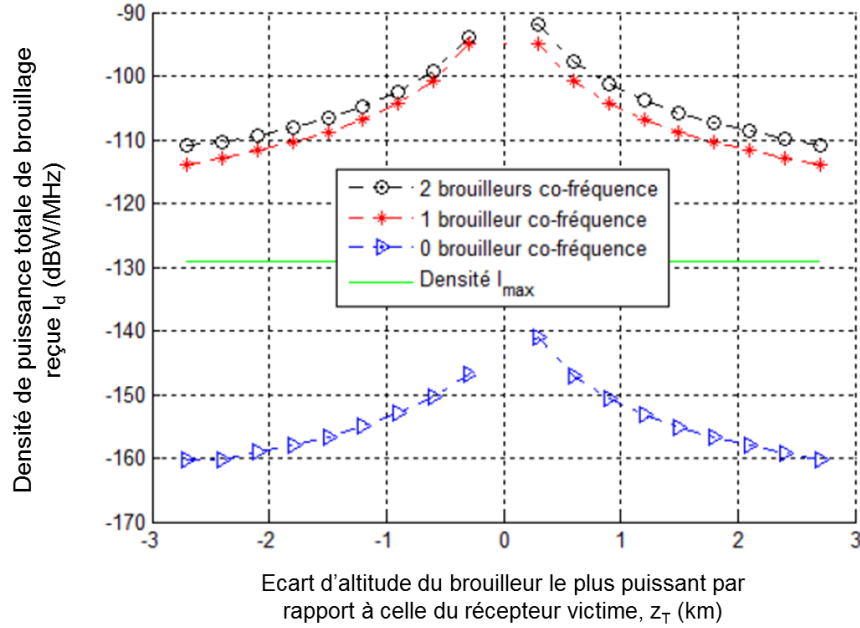


Figure 4.20: Densité de puissance totale de brouillage à l'entrée du récepteur victime DME en considérant une séparation géographique et fréquentielle avec L-DACS1 et l'antenne 2

les séparations fréquentielle et spatiale proposées seraient insuffisantes pour avoir la relation $I_d \leq I_{max}$. Un écart fréquentiel supplémentaire serait nécessaire pour réduire le niveau de brouillage grâce à la combinaison des effets du masque d'émission L-DACS2 et du filtre de réception DME.

D'autre part, en analysant les figures 4.22 et 4.23, on constate qu'en présence d'un brouilleur co-fréquence L-DACS, un écart fréquentiel approximatif de $1,1 \text{ MHz}$ (pour le système L-DACS1) ou de 1 MHz (pour le système L-DACS2) est nécessaire pour que le niveau de brouillage soit suffisamment faible. On remarque aussi que la valeur de ces écarts est presque la même pour les niveaux de vol $|a(k)| < 1 \text{ km}$. En effet, pour ces niveaux de vol, l'atténuation du brouillage apportée par le masque d'émission L-DACS et le filtre de réception DME est prédominante par rapport à l'atténuation causée par la variation de la distance de propagation.

Enfin, les marges de sécurité aéronautiques (évoquées dans la définition du critère de protection du récepteur DME et non considérées dans cette analyse des résultats) doivent être ajoutées dans les calculs de brouillage afin de conclure quant au partage en fréquence.

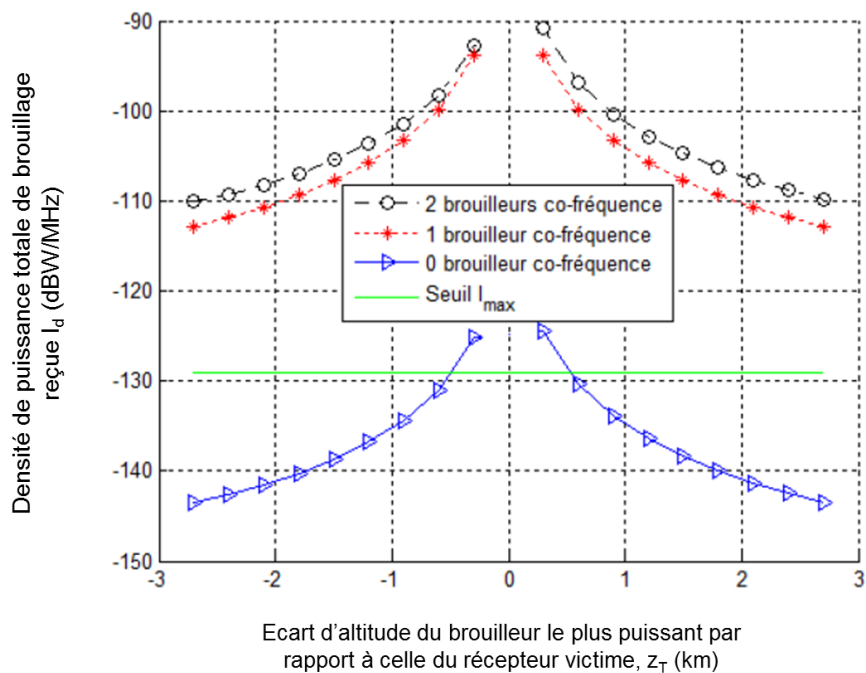


Figure 4.21: Densité de puissance totale de brouillage à l'entrée du récepteur victime DME en considérant une séparation géographique et fréquentielle avec L-DACS2 et l'antenne 2

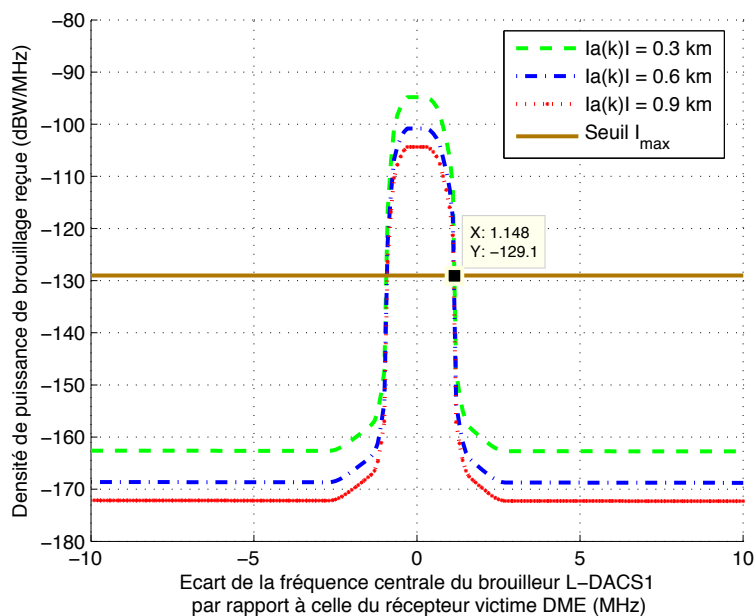


Figure 4.22: Densité de puissance de brouillage à l'entrée du récepteur victime DME en considérant un brouilleur L-DACS1 et un seul, en cas de brouillage co-fréquence

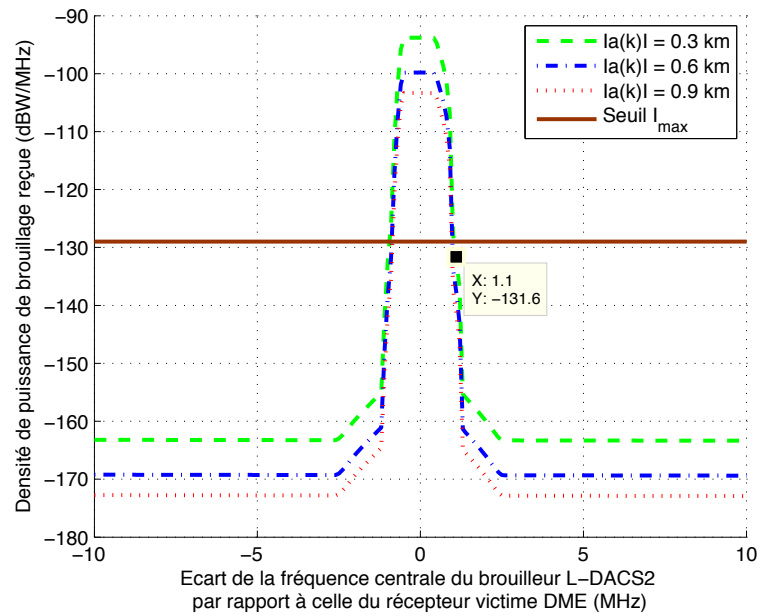


Figure 4.23: Densité de puissance de brouillage à l'entrée du récepteur victime DME en considérant un brouilleur L-DACS2 et un seul, en cas de brouillage co-fréquence

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une approche déterministe différente des approches existantes et permettant de calculer le plus haut niveau de brouillage généré par des équipements embarqués L-DACS1 et L-DACS2. Pour modéliser l'environnement aéronautique tridimensionnel de manière plus simple, on a placé les brouilleurs co-fréquence dans une grille bidimensionnelle. Grâce à cette approche, on a obtenu une bonne estimation du niveau de brouillage reçu par le récepteur victime dans le cas le plus défavorable.

Par ailleurs, pour une bande passante fixée du récepteur, le brouillage causé par les avions L-DACS2 est plus élevé que celui dû aux avions L-DACS1. Or, d'après leurs spécifications, les candidats L-DACS fonctionneraient dans des bandes de fréquence disjointes. Des études plus élaborées sont alors nécessaires pour déterminer quel candidat cause le moindre brouillage.

On a aussi déterminé à travers deux études de cas les séparations minimales nécessaires (fréquentielle et spatiale) entre le récepteur victime et ses brouilleurs potentiels, d'une manière déterministe respectant les normes de séparation aéronautiques.

Toutefois, cette analyse fréquentielle est insuffisante pour l'application à des systèmes aéronautiques réels. En effet, les seuils tolérables par ces équipements sont

très faibles alors qu'ils sont exposés à des niveaux de brouillage élevés. Dans certains scénarios de brouillage comme le scénario co site, la séparation spatiale/fréquentielle proposée est limitée par le peu de degrés de liberté. Ainsi, on développe dans le chapitre 5 une autre méthode qu'on appliquera pour ce scénario critique de CRE.

Compatibilité radioélectrique co-site (même aéronef)

Contents

5.1	Introduction	73
5.2	Présentation et méthode générale	74
5.2.1	Scénario de brouillage	74
5.2.2	Insuffisance de l'analyse fréquentielle	75
5.2.3	L'approche temporelle : démarche générale	76
5.3	Caractérisation temporelle des signaux	77
5.3.1	Le signal brouilleur L-DACS2	77
5.3.2	Le signal utile DME	78
5.4	Implémentation du scénario de brouillage	79
5.4.1	Analyse par la simulation	79
5.4.2	Analyse par l'expérimentation	81
5.5	Analyse des performances du récepteur victime	97
5.5.1	Effet du taux d'occupation de canal	98
5.5.2	Effet de la modulation du signal brouilleur	108
5.6	Conclusion	112

5.1 Introduction

Dans ce chapitre, on se propose d'étudier la CRE entre un brouilleur L-DACS et un récepteur DME, dans un scénario différent que celui présenté dans le chapitre 4 : il s'agit du scénario co-site, selon lequel les deux équipements sont embarqués à bord d'un même aéronef. Comme mentionné au chapitre 3, ce scénario est parmi les plus critiques pour la CRE, et comme indiqué au chapitre 4, l'étude fréquentielle apporte des résultats insuffisants. L'objectif de ce chapitre est ainsi d'analyser ce scénario à travers une approche complémentaire, appelée approche temporelle. Pour ce faire, on décrit le scénario considéré en expliquant la démarche temporelle que l'on se propose de suivre. Ensuite, on détaillera les différentes procédures utilisées pour implémenter ce scénario et enfin on illustrera quelques résultats obtenus en fonction de certains paramètres de l'étude. Certains résultats de ce chapitre ont été

présentées à deux conférences [VTC-Fall-2010],[DASC-2010] et ont fait l'objet d'une publication soumise à une revue internationale [IEEE-TAES-2011].

5.2 Présentation et méthode générale

5.2.1 Scénario de brouillage

Dans cette partie on se propose d'étudier le brouillage causé par un émetteur L-DACS2 sur un récepteur victime DME dans le cas où les deux systèmes utilisent simultanément des canaux de fréquence non disjoints. Ce cas de brouillage est nommé **brouillage co-canal**. De plus, on se place dans le cas où le brouilleur et la victime sont à bord d'un même aéronef, c'est le scénario de **brouillage co-site**. Ce scénario correspond à la situation la plus critique pour l'étude de CRE, et ce pour deux raisons. La première est la proximité géographique des équipements (l'atténuation de propagation sont très faibles) et la deuxième est le chevauchement des canaux de fréquence (l'atténuation par les masques d'émission et de réception est minimale). Dans ce scénario, la victime reçoit un niveau de brouillage élevé.

Pour représenter ce scénario et comme expliqué au chapitre 3, on considère un équipement émetteur L-DACS2 et un équipement émetteur/récepteur DME à bord d'un même aéronef. L'équipement L-DACS2 joue le rôle du brouilleur tandis que l'équipement DME est le récepteur victime. Ce dernier reçoit la somme de deux signaux : le signal utile provenant de son émetteur au sol associé et le signal brouilleur émis par le brouilleur L-DACS2.

Le processus de brouillage est composé de trois étapes principales. Dans la première étape, l'équipement DME embarqué, appelé interrogateur (INT) émet une suite de paires d'impulsions gaussiennes en direction de la balise au sol, appelée transpondeur (TRA). Dans la deuxième étape, TRA renvoie le signal reçu (après un certain délai) vers INT. Dans la troisième étape, le brouilleur L-DACS2, appelé TX, génère un signal brouilleur qui s'additionne au signal du transpondeur. L'interrogateur reçoit la somme des deux signaux. Le processus est résumé à la figure 5.1.

La collision entre le signal DME et le signal L-DACS2 peut engendrer une dégradation des performances du récepteur DME (liées au pourcentage de paires d'impulsions gaussiennes perdues entre la première étape et la troisième étape). En effet, à cause de la collision avec le signal parasite, certaines paires d'impulsions émises par TRA peuvent ne pas être correctement reçues par INT. Si on désigne par N_1 le nombre de paires gaussiennes envoyées à l'étape 1 par l'interrogateur et par N_3 le nombre de paires gaussiennes correctement reçues par l'interrogateur à l'étape 3, la proportion de paires DME correctement reçues R est donnée par l'équation 5.1:

$$R = \frac{N_3}{N_1}. \quad (5.1)$$

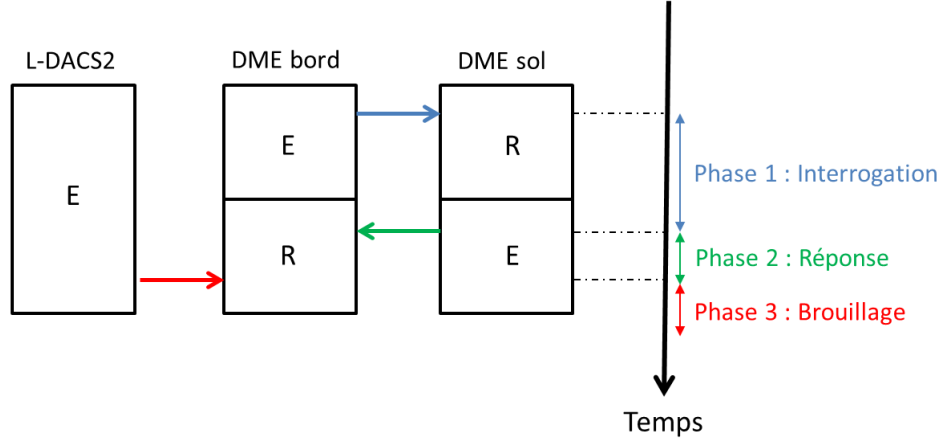


Figure 5.1: Description du scénario de brouillage

Plus précisément, si à l'expiration d'un certain délai appelé **temps maximal de synchronisation**, l'interrogateur reçoit à l'étape 3 un pourcentage insuffisant de paires par rapport au nombre de paires qu'il avait émis dans l'étape 1, la synchronisation entre INT et TRA échoue. Dans le cas contraire, la synchronisation entre les deux équipements DME est réussie. On remarque que plus le signal temporel L-DACS2 est long, plus les performances du DME pourraient se dégrader. L'objectif de cette étude est d'évaluer cette dégradation pour des puissances différentes du signal L-DACS2 brouilleur, et en fonction de la modulation et du taux d'occupation du canal par celui-ci.

5.2.2 Insuffisance de l'analyse fréquentielle

On considère un émetteur L-DACS2 et un interrogateur récepteur DME à bord d'un même aéronef. On suppose que les deux systèmes utilisent deux antennes aéronautiques distinctes ayant le même diagramme de rayonnement décrit dans 2.2. Dans cette situation, la puissance de brouillage P_{DME} reçue par le récepteur DME est déterminée par l'équation 2.11, c'est à dire :

$$P_{DME}(dBW) = P_{LDACS2}(dBW) - L_{LDACS2}(dB) - C_A(dB) - L_{DME}(dB) + M_{dB}(dB), \quad (5.2)$$

où P_{LDACS2} est la puissance à la sortie de l'émetteur L-DACS2, L_{LDACS2} les pertes de câblage au niveau de l'émetteur L-DACS2, L_{DME} les pertes de câblage au niveau du récepteur DME et C_A le couplage entre les deux antennes L-DACS2 et DME. M_{dB} est l'atténuation apportée par la superposition du masque d'émission L-DACS2 avec le filtre de réception DME.

D'après les spécifications du système L-DACS2, on a $P_{LDACS2} = 17 \text{ dBW}$ et

$L_{LDACS2} = 3 \text{ dB}$. De plus, on considère que $L_{DME} = 3 \text{ dB}$ et que $C_A = 20 \text{ dB}$ (cette valeur peut être retrouvée dans le rapport [102]). En outre, à partir de la figure 2.11, pour des écarts fréquentiels inférieurs à 1 MHz par rapport à la fréquence centrale, l'atténuation maximale apportée par le masque d'émission L-DACS2 est de 80 dB . On obtient alors $M_{dB} = -80 \text{ dB}$.

Ainsi, $P_{DME} = -89 \text{ dBW}$ si l'écart entre la fréquence centrale DME et la fréquence centrale L-DACS2 est inférieur à 1 MHz . Puisque la bande passante du récepteur DME est de 1 MHz , ceci correspond à une densité de puissance $I_d = -89 \text{ dBW/MHz}$. Or, le seuil de densité spectrale de puissance de brouillage tolérable à l'entrée du récepteur DME est de $I_{max} = -129 \text{ dBW/MHz}$ (hors marges de sécurité aéronautique, voir [4]).

On remarque alors que la CRE dans le domaine fréquentiel est insuffisante pour le cas critique du scénario co-site (lorsque le brouilleur et la victime sont à bord du même aéronef). A cause de la proximité géographique des équipements, l'atténuation de propagation est très faible. De plus, les deux systèmes émetteur et récepteur sont susceptibles d'utiliser simultanément la même fréquence centrale ou des fréquences centrales adjacentes. Ainsi, l'effet des masques d'émission et réception devient très faible. La complexité de ce scénario de brouillage est mise en évidence aussi dans la thèse [60].

Par ailleurs, d'après leurs spécifications, la plupart des signaux des systèmes aéronautiques fonctionnant dans la bande envisagée par le système L-DACS ont une forme impulsionnelle dans le domaine temporel. Contrairement aux hypothèses prises au début de l'étude fréquentielle, les brouilleurs n'émettent pas continûment et les victimes ne reçoivent pas de signaux pendant toute la durée d'analyse. Dans ces conditions, l'étude de la CRE dans le domaine temporel paraît intéressante. L'idée est d'exploiter les caractéristiques des systèmes dans le domaine temporel afin d'évaluer la possibilité de réduire les niveaux de brouillage entre eux.

5.2.3 L'approche temporelle : démarche générale

Dans cette partie, on présente la méthodologie adoptée pour mesurer la CRE dans le domaine temporel. Les signaux émis ne sont pas continus. Le système brouilleur et le système victime peuvent alors émettre des signaux radioélectriques pendant des intervalles de temps disjoints.

On propose d'analyser l'effet de quelques paramètres sur la CRE : le taux d'occupation de canal (τ) qui est le pourcentage de temps pendant lequel le système brouilleur émet des signaux radioélectriques, la modulation du signal brouilleur et l'écart entre les fréquences centrales des deux systèmes. On analysera la CRE pour différentes valeurs du rapport signal sur brouillage (SIR) entre la puissance maximale du signal utile et celle du signal brouilleur.

Pour étudier la CRE, on choisit donc différentes valeurs du SIR et on teste plusieurs modulations et fréquences centrales du signal brouilleur. Pour faire varier le SIR , on change la puissance du signal brouilleur (à puissance fixe de l'émetteur utile) et dans ce cas, le critère de protection de la victime reste constant. Pour chaque valeur du SIR , on augmente progressivement le taux d'utilisation de canal par le brouilleur et on observe le seuil au-delà duquel le système victime ne fonctionne plus de manière satisfaisante en présence du brouilleur. Afin d'évaluer les performances du récepteur victime, on choisit une métrique, c'est à dire un critère spécifique de protection du récepteur. Ce critère dépend du type de système étudié.

Dans un premier temps, on présente les principales caractéristiques des deux signaux L-DACS2 et DME dans le domaine temporel. Ensuite, on décrit l'implémentation du scénario de brouillage selon plusieurs méthodologies. Enfin, on illustre les principaux résultats auxquels on a abouti par les simulations (à l'aide de MATLAB) et par les mesures expérimentales (avec un banc de test de CRE et à l'aide d'un protocole expérimental précis).

5.3 Caractérisation temporelle des signaux

5.3.1 Le signal brouilleur L-DACS2

Le signal temporel L-DACS2 dépend de plusieurs paramètres importants :

- Sa puissance,
- Sa fréquence centrale : comprise entre 960,5 MHz et 975 MHz ,
- Sa largeur de bande : 200 kHz ,
- Sa modulation : GMSK selon les spécifications,
- Son taux d'occupation de canal lié à la durée de son signal.

Dans le cadre de notre étude, on s'intéresse aux messages émis par l'équipement embarqué (station mobile : MS). On distingue deux types de messages (**annexe D**):

- Un **signal émis par une MS non connectée** dans la partie LoG2 (pour la connexion)
- Un **signal émis par une MS connectée**, somme d'un signal dans la session CoS1 (pour la signalisation) et d'un autre dans la session CoS2 (pour les données).

Le tableau 5.1 résume les durées de chaque signal, où T est la durée d'un symbole L-DACS2 émis ($T = 3,69 \mu s$) et N ($1 \leq N \leq 10$) le nombre de slots utilisés par la MS pour émettre ses données en direction de la station au sol ou GS ("Ground Station"). On remarque en particulier que la durée maximale d'un signal L-DACS2 émis dans une trame d'une seconde est de $6,7 ms$. Cela correspond à une MS connectée envoyant un message sur $N = 10$ slots, en plus de son message de signalisation.

Tableau 5.1: Durée des signaux L-DACS2 dans une trame (sources [6, 7])

État de connexion de la MS	Message	Durée (μs)
Non connectée	Connexion	$903 \cdot T$
Connectée	Signalisation	$301 \cdot T$
Connectée	Signalisation + données	$(301 + 1806 \cdot N) \cdot T$

5.3.2 Le signal utile DME

Le DME est un système de radionavigation aéronautique qui permet de déterminer la distance oblique entre un aéronef et une balise au sol à travers des échanges successifs de paires d'impulsions gaussiennes. L'équipement embarqué est appelé interrogateur, tandis que celui au sol est nommé transpondeur. D'après les spécifications, leurs fréquences centrales sont séparées de $63 MHz$.

Le signal temporel DME dépend de plusieurs paramètres importants :

- Sa puissance,
- Sa fréquence centrale : comprise entre $960 MHz$ et $1215 MHz$,
- Sa largeur de bande : $1 MHz$.
- Son taux d'occupation de canal : reliée à la durée de son signal.

Une paire d'impulsions gaussiennes est donnée par l'équation 5.3 :

$$x(t) = \exp(-\alpha t^2/2) + \exp(-\alpha(t - \delta t)^2/2), \quad (5.3)$$

où t est le temps en secondes, δt est la durée en secondes séparant les deux maxima de la paire d'impulsions, et $\alpha = 4,5 \times 10^{11} s^{-2}$ est une constante telle que l'intervalle de temps t_h entre les deux points à mi-amplitude d'une impulsion soit égal à $3,5 \mu s$. On illustre l'allure du signal DME temporel à la figure 5.2 pour $\delta t = 12 \mu s$.

La communication se déroule en trois étapes principales. Dans une première étape, l'interrogateur émet un train de paires d'impulsions gaussiennes vers le transpondeur. Deux modes sont possibles pour l'interrogateur : le mode recherche (d'une station de base à qui se connecter), où l'interrogateur émet au plus 150 paires par seconde, et le mode poursuite (dès que la connexion est établie) où il émet au plus

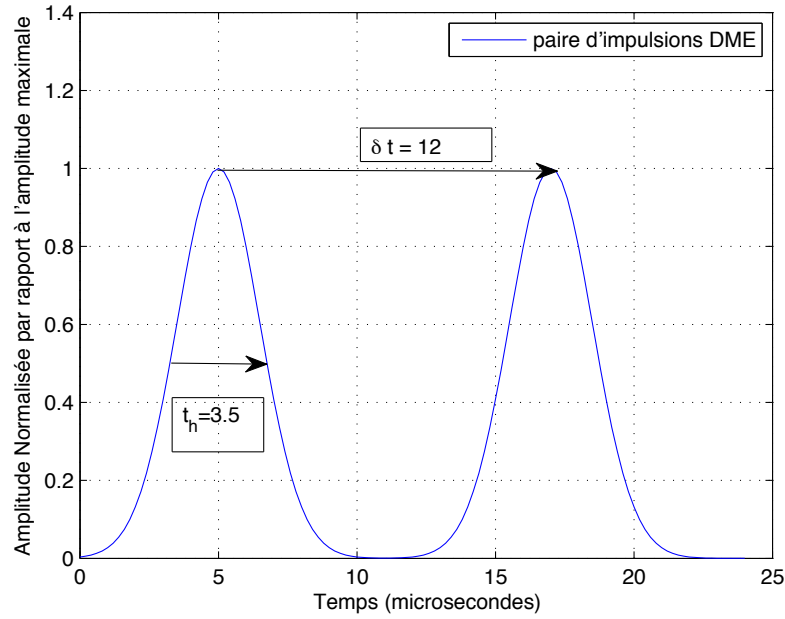


Figure 5.2: Structure d'une paire d'impulsions gaussiennes DME

30 paires par seconde. On considère aussi deux types de codage pour le signal émis : le codage X, dans lequel $\delta t = 12 \mu s$ (voir la figure 5.2) et le codage Y dans lequel $\delta t = 36 \mu s$. Dans une seconde étape, le transpondeur renvoie (après un délai de $50 \mu s$) renvoie le signal reçu vers l'interrogateur. Dans une troisième étape, ce dernier détermine et affiche sa distance oblique par rapport au transpondeur par mesure de l'écart temporel entre la série émise et la série reçue, soustraction du délai, multiplication par la célérité de la lumière et enfin division par 2.

5.4 Implémentation du scénario de brouillage

On se propose d'analyser l'effet d'un brouilleur L-DACS2 embarqué sur les performances du système DME : dans un premier temps par la simulation à l'aide du logiciel MATLAB et dans un deuxième temps par des expérimentations avec un banc de test de CRE aéronautique implémenté à Supélec.

5.4.1 Analyse par la simulation

5.4.1.1 Hypothèses et critère d'analyse

La modélisation du récepteur DME est nécessaire pour pouvoir étudier l'influence théorique du signal L-DACS2 sur le processus de réception par la simulation. Or, l'architecture d'un tel récepteur est jusqu'à présent indisponible dans la littérature. Ainsi, on considère dans cette étude que dès qu'une collision entre une paire

d'impulsions DME et le signal L-DACS2, celle ci est perdue. Une paire DME est alors perdue quand elle coïncide avec le signal L-DACS2. On suppose aussi que le transpondeur est parfait, c'est-à-dire que toutes les paires d'impulsions reçues par celui-ci sont intégralement réémises vers l'interrogateur.

Dans ces conditions, on peut déterminer le taux maximal de collisions entre les signaux L-DACS2 et DME une fois fixé le mode de fonctionnement des deux systèmes.

Le paramètre important à étudier est alors le taux de collision (ou de recouvrement) entre le signal L-DACS2 et le signal DME dans le signal total reçu par l'interrogateur (dans l'étape 3, voir la figure 5.1). Si à l'expiration du temps maximal de synchronisation, le pourcentage de paires correctement reçu R (voir équation 5.1) est inférieur à un certain seuil minimal R_{min} , la synchronisation entre l'interrogateur et le transpondeur échoue. La métrique choisie pour mener l'étude est la probabilité de réussite de synchronisation des deux équipements DME. Cette métrique sera plus détaillée dans la partie 5.4.1.3.

5.4.1.2 Génération des signaux

Le signal L-DACS2 est représenté par un signal rectangulaire dont la largeur est égale à la durée donnée dans le tableau 5.1 (dépendant du type de message envoyé par la MS).

On applique le même principe pour générer chaque paire d'impulsions gaussiennes DME. Pour se placer dans le cas le plus défavorable possible, on considère qu'en mode recherche, l'interrogateur DME émet 150 paires d'impulsions gaussiennes par seconde et qu'en mode poursuite, il émet 30 paires d'impulsions par seconde. Le signal DME dans une seconde est alors une succession de 30 (en mode poursuite) ou 150 (en mode recherche) fenêtres rectangulaires de largeur L_1 en codage X ou L_2 en codage Y, avec :

$$L_1 = 3,5\mu s + 12\mu s + 3,5\mu s = 19\mu s \quad (5.4)$$

$$L_2 = 3,5\mu s + 36\mu s + 3,5\mu s = 43\mu s \quad (5.5)$$

5.4.1.3 Procédure

Pour obtenir le taux de collision, on génère les signaux temporels L-DACS2 et DME dans une fenêtre temporelle égale au temps maximal de synchronisation de la manière suivante : les signaux L-DACS2 et DME sont créés de manière aléatoire seconde par seconde, à partir d'un processus de Monte Carlo.

Pour une simulation Monte Carlo donnée, on compte le nombre de fenêtres rectangulaires DME coïncidant avec la fenêtre rectangulaire L-DACS2 chaque seconde

jusqu'à l'expiration du temps de synchronisation. Ainsi, le taux de collisions pour une simulation Monte Carlo est le quotient du nombre total de fenêtres rectangulaires DME coïncidant avec la fenêtre rectangulaire L-DACS2 par le nombre total de fenêtres DME émises pendant le temps maximal de synchronisation. Si ce quotient est plus élevé que $(1 - R_{min})$ alors la synchronisation de l'interrogateur échoue. Dans le cas contraire, la synchronisation est réussie.

La probabilité de succès de synchronisation est alors donné par le quotient entre le nombre de simulations Monte Carlo pour lesquelles la synchronisation est réussie par le nombre total de simulations Monte Carlo effectuées.

5.4.2 Analyse par l'expérimentation

5.4.2.1 Équipements et critère d'analyse

Par ailleurs, on a développé un banc de test de CRE aéronautique à Supélec. A partir de la figure 5.1, le banc de test contient trois équipements principaux. Pour former le système DME, on a utilisé un interrogateur "*DME Bendix KN62A*" et un transpondeur "*DME Aeroflex IFR6000 Ramp test*" commerciaux (voir figure 5.3). D'autre part, le brouilleur L-DACS2 est représenté par un générateur de signaux vectoriel commercial "*Agilent E4438C ESG*".



Figure 5.3: Équipements DME commerciaux pour les expérimentations

Afin d'évaluer expérimentalement la dégradation de performances du DME en la présence du brouilleur L-DACS2, on procède de deux manières. Dans la première approche, appelée mesure en mode rayonné, le signal brouilleur est rayonné puis capté par l'antenne de réception du récepteur victime. Dans la deuxième approche, appelée mesure en mode conduit, le signal brouilleur est propagé dans un circuit électronique à partir de câbles, connecteurs et composants électroniques.

Lorsque l'interrogateur et le transpondeur sont synchronisés, l'écran de l'interrogateur affiche deux paramètres : sa fréquence VOR ("*VHF Omni Range*", qui est une fréquence appariée à un canal DME) en *MHz*, à droite, et sa distance oblique par rapport au transpondeur en *NM*, à gauche, comme l'indique la figure 5.4. Au cas contraire, seulement la fréquence est affichée. Ainsi, la métrique choisie pour étudier la CRE est l'état de synchronisation entre les deux appareils DME. La métrique est égale à 1 en cas de succès de synchronisation et 0 sinon.



Figure 5.4: Informations affichées par l'interrogateur DME synchronisé

5.4.2.2 Schéma expérimental en mode conduit

Pour ce type d'expérimentations, on a conçu un circuit électrique selon la figure 5.5. En plus des équipements commerciaux DME et du générateur L-DACS2, le schéma comporte les éléments suivants :

- Deux circulateurs pour orienter les signaux émis par les équipements DME;
- Un coupleur pour additionner le signal L-DACS2 avec le signal émis par le transpondeur DME;
- Un isolateur pour protéger le générateur des signaux réfléchis par l'interrogateur (à cause des imperfections de son circulateur);
- Trois coupleurs directs pour mesurer les signaux en sortie de chaque équipement via des analyseurs de spectre : signal 1 en sortie de l'interrogateur, signal 2 en sortie du transpondeur et signal 3 en sortie du coupleur;
- Un atténuateur pour protéger l'analyseur de spectre 1 des fortes puissances de l'interrogateur (voisines de 47 *dBm*).

Les flèches en noir indiquent le sens de circulation de la puissance depuis l'interrogateur (en précisant les puissances maximale et minimale émises par chaque équipement). Les flèches en vert indiquent les sorties vers les analyseurs de spectre (en précisant les puissances maximale et minimale tolérées à leur entrée).

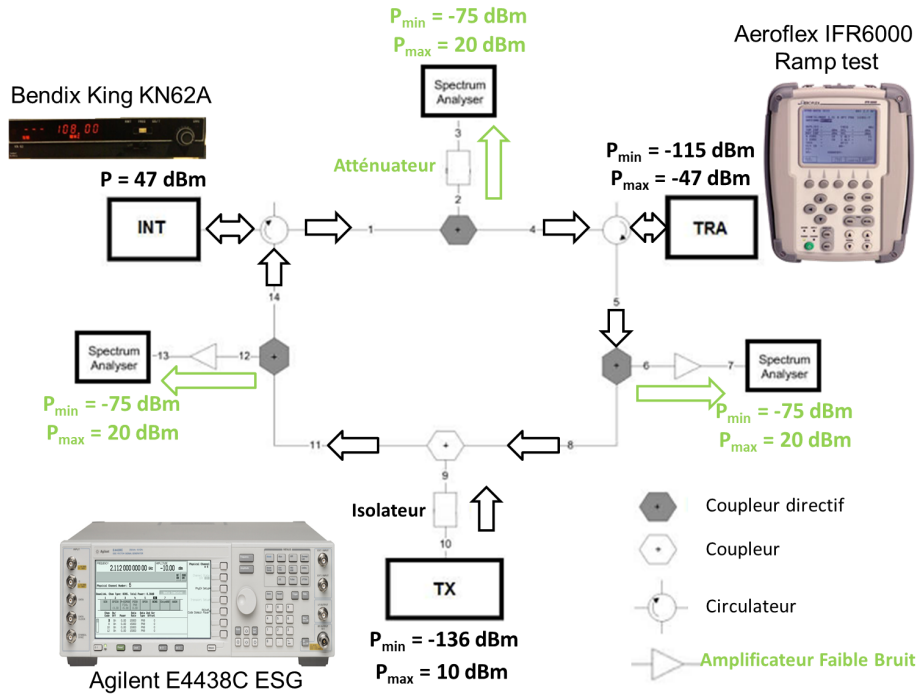


Figure 5.5: Schéma du montage pour mesure de CRE en mode conduit

A partir de ce schéma, on a implémenté un banc de test de CRE aéronautique avec les équipements disponibles à la Plateforme Télécommunications Multi Services (PTMS) de Supélec. Ce banc est présenté à la figure 5.6.

Avant de réaliser les essais, il est nécessaire d'établir le bilan de liaison du circuit conçu afin d'évaluer les atténuations de propagation dans chaque branche. Le circuit est équivalent à un dispositif à trois entrées comme l'indique la figure 5.7. Le port 1 est le branchement vers l'interrogateur, le port 2 celui vers le transpondeur et le port 3 celui du générateur.

On réalise alors le bilan de liaison à la fréquence 978 MHz . Dans les expressions qui suivent, L_k désigne les pertes de l'équipement k du circuit (circulateur, coupleur, coupleur directif, isolateur, câble) :

- Liaison du port 1 vers le port 2 : voir figure 5.8
- Liaison du port 2 vers le port 1 : voir figure 5.9
- Liaison du port 3 vers le port 1 : voir figure 5.10
- Liaison du port 1 vers le port 3 : voir figure 5.11
- Liaison du port 2 vers le port 3 : voir figure 5.12

- Liaison du port 3 vers le port 2 : voir figure 5.13

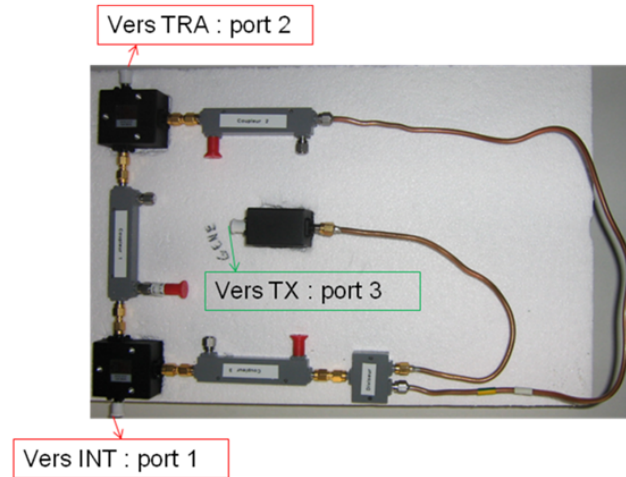


Figure 5.6: Banc de test de CRE aéronautique pour mesure de CRE en mode conduit

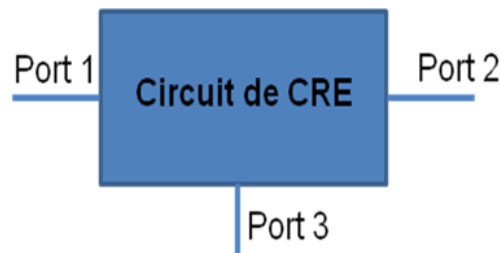


Figure 5.7: Schéma équivalent du banc de test CRE en mode conduit

En particulier, on remarque que les signaux émis par le transpondeur (port 2) et par le générateur (port 3) subissent presque la même atténuation à leur arrivée à l'entrée de l'interrogateur (port 1). Ainsi, le rapport SIR à l'entrée du récepteur victime (INT) peut être assimilé au rapport des puissances à la sortie du transpondeur et du générateur.

5.4.2.3 Schéma expérimental en mode rayonné

Pour ce type d'expérimentations, on a associé une antenne à chaque équipement de la figure 5.1, comme l'indique la figure 5.14. En plus des équipements DME et L-DACS2, le schéma comporte les éléments suivants :

- Deux antennes commerciales aéronautiques (antennes 1 et 2) identiques et fabriquées par le constructeur "Comant". Elles sont respectivement associées à l'interrogateur et au générateur.

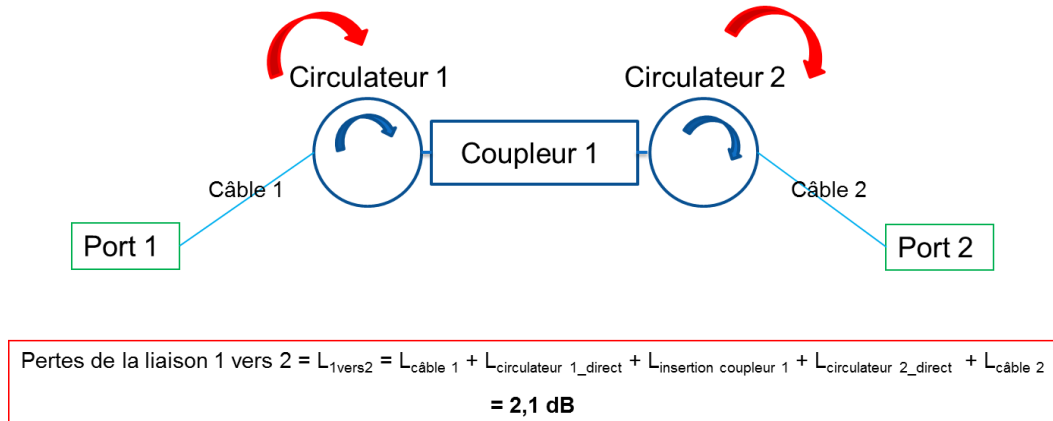


Figure 5.8: Bilan de liaison du port 1 vers le port 2 en mode conduit

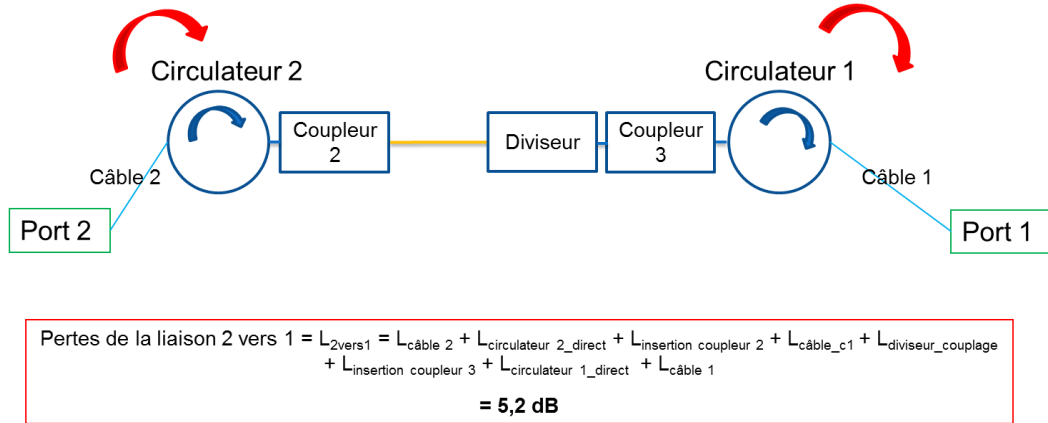


Figure 5.9: Bilan de liaison du port 2 vers le port 1 en mode conduit

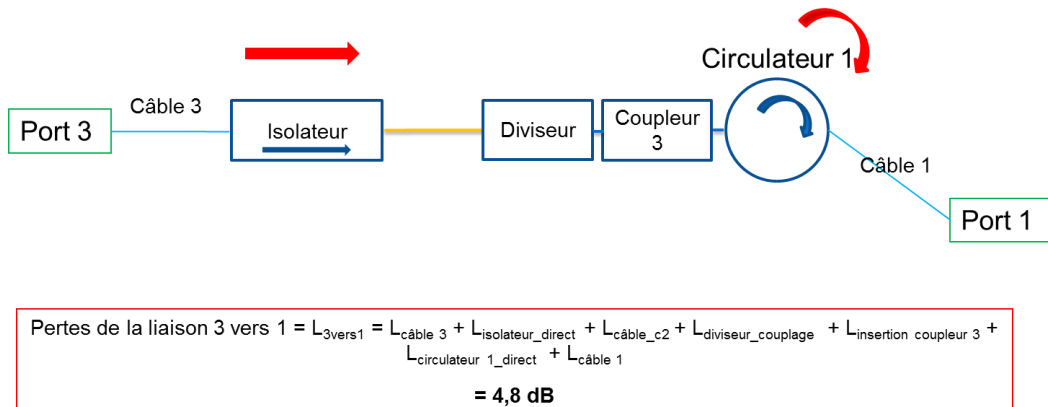


Figure 5.10: Bilan de liaison du port 3 vers le port 1 en mode conduit

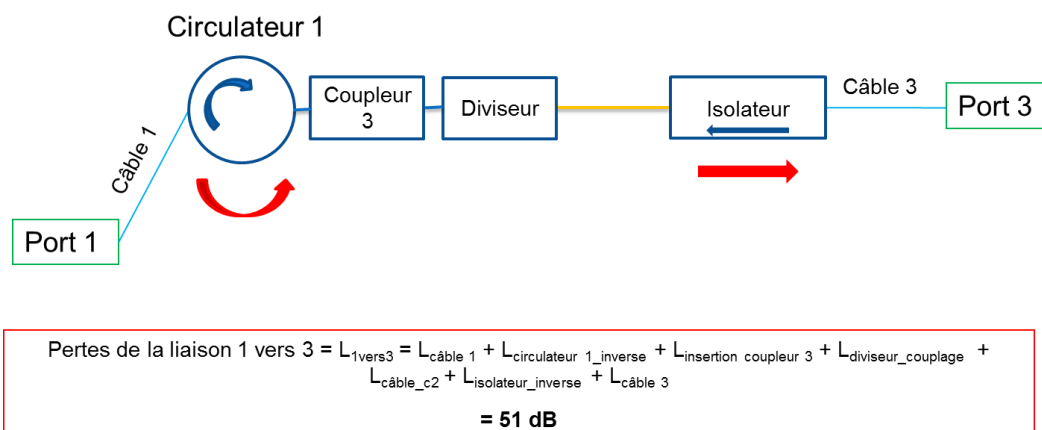


Figure 5.11: Bilan de liaison du port 1 vers le port 3 en mode conduit

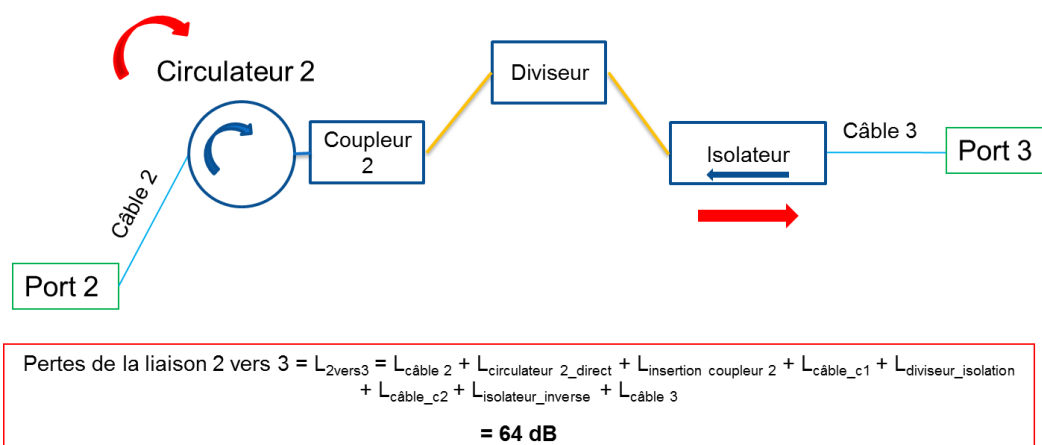


Figure 5.12: Bilan de liaison du port 2 vers le port 3 en mode conduit

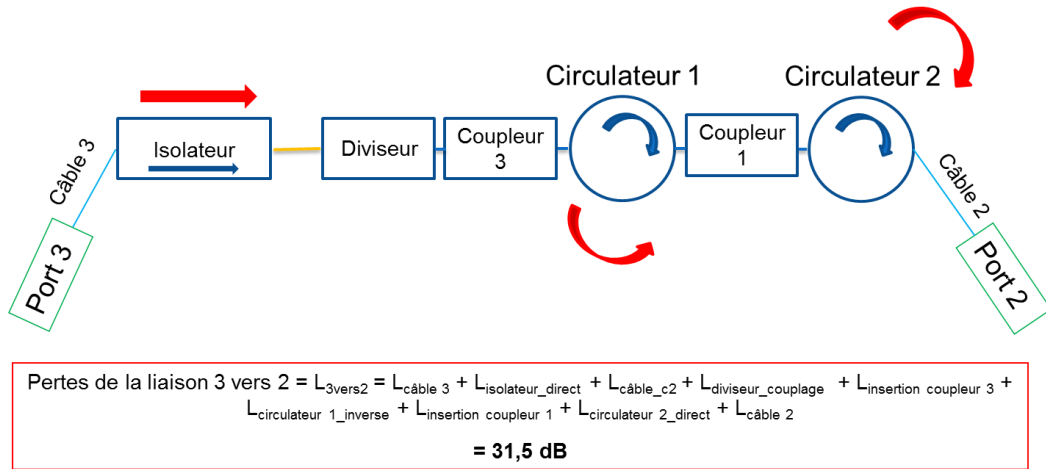


Figure 5.13: Bilan de liaison du port 3 vers le port 2 en mode conduit

- Une antenne spécifique (antenne 3) fournie avec l'appareil "Aeroflex" et associée au transpondeur DME.
- Un analyseur de réseau (fonctionnant aussi en mode analyseur de spectre) de type ZVL, fabriqué par la société "Rohde et Schwarz".

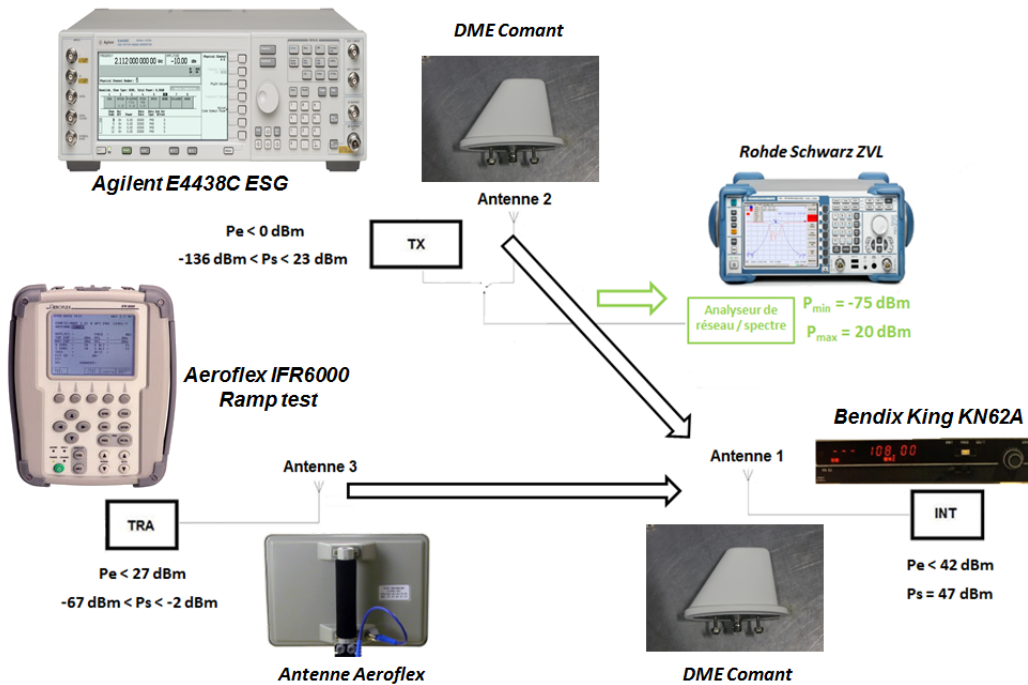


Figure 5.14: Schéma du montage pour mesure de CRE en mode rayonné

Les flèches en noir indiquent le sens de circulation de la puissance vers l'interrogateur (en précisant les puissances maximale et minimale à émettre P_s et tolérables P_e pour chaque équipement). Les flèches en vert indiquent les sorties vers les analyseurs de spectre (en précisant les puissances maximale et minimale tolérées à leur entrée).

A partir de ce schéma, on a implémenté un banc de test de CRE aéronautique (figure 5.15) avec les équipements disponibles à la Chambre anéchoïque plane de Supélec.



Figure 5.15: Schéma du montage pour mesure de CRE en mode rayonné

Comme pour les mesures en mode conduit, on a établi le bilan de liaison avant de réaliser les essais expérimentaux en mode rayonné. On désigne par :

- D_1 la distance entre les antennes de l'interrogateur et du transpondeur ;
- D_2 la distance entre les antennes de l'interrogateur et du générateur ;
- D_3 la distance entre les antennes du transpondeur et du générateur ;
- $L(D_1)$ l'atténuation de propagation de la liaison entre la sortie de l'interrogateur et l'entrée du transpondeur ;
- $L(D_2)$ l'atténuation de propagation de la liaison entre la sortie de l'interrogateur et l'entrée du générateur ;
- $L(D_3)$ l'atténuation de propagation de la liaison entre la sortie du transpondeur et l'entrée du générateur.

$L(D_1)$, $L(D_2)$ et $L(D_3)$ incluent aussi les pertes de câbles et les gains d'antenne. Si on appelle P_3 la puissance à la sortie du transpondeur et P_2 la puissance à la sortie du générateur (toutes deux exprimées en dBm), le rapport SIR à l'entrée du récepteur DME est donné par l'équation 5.6.

$$SIR = P_3 - P_2 - L(D_1) + L(D_2) \quad (5.6)$$

Le calcul des atténuations de propagation dans les conditions des expérimentations (même principe que pour les expérimentations en mode conduit) permet d'obtenir $L(D_1) = 41 \text{ dB}$, $L(D_2) = 51 \text{ dB}$ et $L(D_3) = 48 \text{ dB}$. On vérifie avec ces valeurs que l'on respecte les puissances tolérables à l'entrée des équipements dont on dispose.

5.4.2.4 Protocole expérimental

Dans cette partie, on fournit une démarche expérimentale détaillée (valable pour les deux modes d'expérimentations) permettant d'évaluer les performances de l'interrogateur récepteur DME en présence du générateur L-DACS2. Pour ce faire, on indique tout d'abord les paramètres principaux accessibles des équipements DME et du générateur (brouilleur).

Les paramètres DME accessibles sont récapitulés à la figure 5.16 et sont listés ci-dessous :

- Canal DME (mode de codage X ou Y) pour AEROFLEX et KN62A ;
- Puissance maximale (crête) du signal émis par AEROFLEX ;
- Taux de réponse du AEROFLEX ("*Reply Efficiency*") : pourcentage de paires d'impulsions émises par AEROFLEX par rapport au nombre de paires d'impulsions qu'il reçoit (0% à 100%) ;
- Distance (0 à 200 *NM*) ;
- Vitesse (*Knots*) ;
- Sens de déplacement de l'interrogateur (IN/OUT) ;
- Fonction *Squitter* (ON/OFF) : paires d'impulsions aléatoires en plus des signaux de réponse émis par AEROFLEX s'il reçoit un nombre insuffisant d'interrogations ;
- Fonction *IDTone* (ON/OFF) : signal d'identification (bips) émis périodiquement par AEROFLEX
- Fonction *ECHO* (ON/OFF) : répliques du signal émis par AEROFLEX

Par ailleurs, les principaux paramètres accessibles du générateur L-DACS2 sont résumés ci-dessous et peuvent être observés à la figure 5.21 :

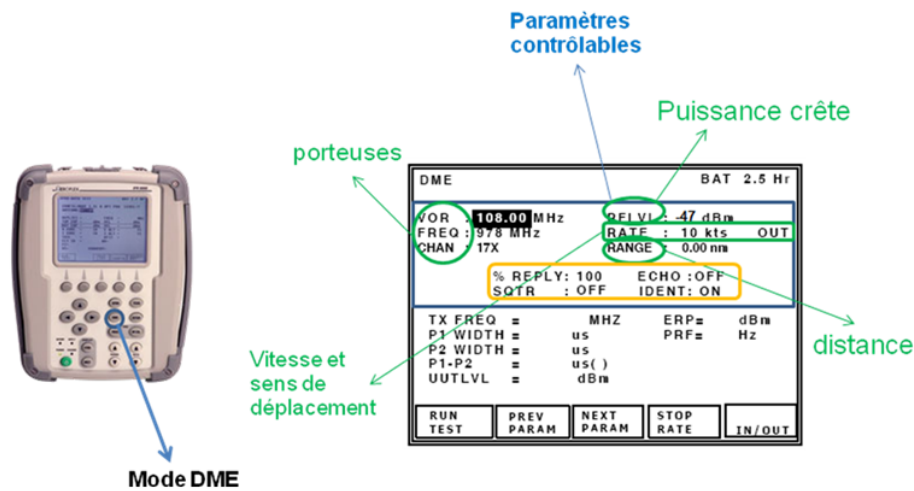


Figure 5.16: Paramètres accessibles du transpondeur DME pour les essais expérimentaux

- Puissance maximale du signal brouilleur
- Fréquence centrale
- Taux d'occupation du canal (0% à 100%)
- Fonction *Mod* (ON/OFF) : génération d'un signal RF modulé avec une forme d'onde spécifique.

D'autre part, d'après les spécifications du système DME, on identifie deux types de mesures pour analyser les performances de l'interrogateur :

- La **mesure BSOP** ("*Break Stable Operation Point*") : indique le point à partir duquel l'interrogateur KN-62 A, communiquant avec le transpondeur, perd sa synchronisation.
- La **mesure ASOP** ("*Acquire Stable Operation Point*") : indique le point à partir duquel l'interrogateur KN-62 A, en recherche d'une communication avec un transpondeur, est capable de se synchroniser.

Ces deux mesures tiennent compte de deux paramètres importants : la stabilité (l'état de synchronisation de l'interrogateur est le même si on répète l'expérimentation dans les mêmes conditions) et la précision (l'erreur sur la valeur affichée par l'interrogateur est au maximum égale à 0,17 NM, conformément aux indications fournies dans [102]).

Une fois branchés les équipements DME et le générateur L-DACS2, on a tous les éléments requis pour étudier la CRE dans le domaine temporel selon le scénario

décrit au début de ce chapitre. On a organisé la campagne expérimentale en quatre séries :

- Série 1 : Caractérisation de l'interrogateur KN-62 A. On détermine en particulier sa sensibilité, son temps de mémoire correspondant à la durée de mémorisation de la distance après interrogation, et les caractéristiques des signaux qu'il émet.
- Série 2 : Protection de l'interrogateur KN-62 A contre une porteuse pure continue, en fonction de l'écart entre la fréquence du signal perturbateur et celle du transpondeur AEROFLEX.
- Série 3 : Protection de l'interrogateur KN-62 A contre un signal continu dont la forme d'onde est celle du L-DACS2, en fonction de l'écart entre la fréquence du signal perturbateur et celle du transpondeur AEROFLEX.
- Série 4 : Protection de l'interrogateur KN-62 A contre un signal L-ADCS2 impulsionnel, en fonction de l'écart entre la fréquence du signal perturbateur et celle du transpondeur AEROFLEX, et ce pour différentes valeurs du *SIR*.

Pour les séries 1, 2 et 3, afin d'obtenir le point BSOP, on augmente progressivement et à fréquence fixée la puissance maximale du générateur d'une valeur très faible (par exemple -120 dBm) jusqu'à perte de synchronisation du DME. A l'inverse, afin d'obtenir le point ASOP, on diminue progressivement et à fréquence fixée la puissance maximale du générateur de la puissance du point BSOP jusqu'à succès de synchronisation du DME.

Par ailleurs, pour la série 4, le point BSOP s'obtient en augmentant progressivement à une puissance et fréquence fixées, le taux d'occupation de canal par le brouilleur de 0 % jusqu'à perte de synchronisation du DME. Quand au point ASOP, il s'obtient en diminuant progressivement, à puissance et fréquence fixées, le taux d'occupation de canal par le brouilleur du taux du point BSOP jusqu'à succès de synchronisation du DME.

La procédure suivie pour la série 4 est la suivante : ¹

- 1- Vérifier le bilan de liaison avant de mettre en marche les équipements.
- 2- Mettre sous tension l'alimentation de l'interrogateur DME.
- 3- Allumer l'interrogateur DME et régler sa fréquence VOR. Une fois cette fréquence fixée, les fréquences centrales de l'interrogateur et du transpondeur sont aussi fixées

¹Pour une puissance fixée à l'étape 7, refaire les étapes 8 à 11 jusqu'à changement de l'état de synchronisation de l'interrogateur DME. Ensuite, augmenter la puissance et suivre la même procédure.

et connues à partir des tableaux que l'on peut retrouver dans [102].

4- Effectuer des mesures préliminaires pour vérifier le bon fonctionnement des trois équipements.

5- Générer le signal radioélectrique temporel L-DACS2 avec les paramètres voulus (voir section 5.3).

6- Activer le mode "*local*" du générateur.

7- Augmenter la puissance maximale du signal brouilleur L-DACS2 (en fonction du *SIR* voulu) et fixer sa fréquence centrale.

8- Changer le taux d'occupation de canal par le signal brouilleur L-DACS2 (augmenter ou diminuer en fonction du type de mesure : ASOP ou BSOP).

9- Lancer le test.

10- Compter un certain délai (qui correspond au temps maximal de synchronisation) et observer l'écran de l'interrogateur (en particulier l'état de synchronisation DME). Le temps maximal de synchronisation dépend du type de mesure envisagée. En effet, selon [102], le temps maximal de synchronisation pour la mesure ASOP est de **deux secondes**. Toutefois, d'après les observations des premières expérimentations préliminaires, ce temps pourrait atteindre **trente secondes et plus** pour la mesure BSOP. Pour les expérimentations réalisées au cours de la thèse, on a pris un temps maximal de synchronisation BSOP de **trente secondes**. On vérifie pour chaque mesure la précision et la stabilité. Pour les expérimentations, **on considère qu'une mesure est stable si on obtient le même résultat en la répétant deux fois consécutives.**

11- Arrêter le test.

En vue de réaliser le maximum de tests, on a envisagé d'automatiser les expérimentations et ce à travers deux projets d'étudiants de Supélec. Dans l'**annexe G**, on propose une procédure permettant de réaliser cette automatisation.

5.4.2.5 Génération du signal brouilleur

On génère le signal temporel L-DACS2 en pilotant trois paramètres importants : la modulation, la puissance maximale d'émission et le taux d'utilisation de canal. Pour ce faire, on procède en quatre étapes : d'abord, on crée le signal modulé en bande de base en utilisant MATLAB et à partir des spécifications du système L-DACS2. Ensuite, on entre les paramètres du signal radioélectrique continu par ordinateur à l'aide d'un logiciel spécifique puis on injecte l'ensemble de ces paramètres vers un générateur de signaux vectoriel. Enfin, on paramètre le taux d'utilisation directe-

ment à partir des fonctionnalités du générateur.

- Signal modulé en bande de base :

On crée le signal temporel L-DACS2 à partir d'une séquence binaire non-retour à zéro (NRZ), $i(t)$, en utilisant le logiciel MATLAB. Pour créer ce signal, on génère tout d'abord le signal temporel modulé en bande de base $s_b(t)$, caractérisé par une amplitude instantanée $A(t)$, un indice de modulation h et une phase instantanée $\theta(t)$ selon l'équation 5.7.

$$s_b(t) = A(t) \exp(jh\pi\theta(t)) \quad (5.7)$$

Plusieurs modulations ont été étudiées et sont listées ci-dessous :

- **La modulation GMSK** mentionnée dans les spécifications du système L-DACS2. L'amplitude A_{GMSK} est constante ainsi que l'indice de modulation $h = 0,5$. L'information est contenue dans la phase du signal qui est donnée par l'équation 5.8 :

$$\theta_{GMSK}(t) = \theta_0 + g(t) * i(t), \quad (5.8)$$

où θ_0 est la phase initiale du signal et $g(t)$ est le format de la modulation (filtre gaussien normalisé) exprimé par :

$$g(t) = \sqrt{\frac{2\pi}{\log_2(2)}} \cdot BT \cdot \exp\left(\frac{-2(\pi BT)^2}{\log_2(2)} \cdot t^2\right), BT = 0,3 \quad (5.9)$$

où B est la largeur de bande d'émission et T est la durée d'un symbole émis. Le schéma bloc ainsi que le cheminement complet de la génération du signal GMSK sont inspirés de [58] et sont développés en détails dans la publication [VTC-Fall-2010].

- **La modulation MSK** ("*Minimum Shift Keying*") caractérisée par une amplitude A_{MSK} constante, un indice de modulation constant $h_{MSK} = 0,5$ et une phase instantanée donnée par :

$$\theta_{MSK}(t) = \theta_0 + i(t). \quad (5.10)$$

- **La modulation M-PSK** ("*M-ary Phase Shift Keying*") caractérisée par une amplitude A_{M-PSK} constante, un indice de modulation constant $h_{M-PSK} = 1$ et une phase instantanée donnée par :

$$\theta_{M-PSK} = \frac{2 \cdot (i - 1)}{M}, i = 1..M \quad (5.11)$$

- **La modulation M-QAM** ("*M*-ary Quadratic Amplitude Modulation") caractérisée par un indice de modulation $h_{M-QAM} = 1$, une amplitude instantanée A_{M-QAM} et une phase instantanée θ_{M-QAM} variant au cours du temps, respectivement selon les équations 5.12 et 5.13 :

$$A_{M-QAM} = \sqrt{i_M^2 + q_M^2}, \quad (5.12)$$

$$\theta_{M-QAM} = \arctan \frac{q_M}{i_M}, \quad (5.13)$$

avec

$$(i_M, q_M) \in -(\sqrt{M} - 1), -(\sqrt{M} - 3), \dots, (\sqrt{M} - 3), (\sqrt{M} - 1))^2. \quad (5.14)$$

Le signal en bande de base $s_b(t)$ ainsi obtenu est alors un signal à valeurs complexes que l'on dissocie en deux trains de données : le train en phase I et le train en quadrature Q, tels que $I(t) = \Re(s_b)$ et $Q(t) = \Im(s_b)$. On illustre dans la figure 5.17 les signaux émis sur les voies I et Q du signal en bande de base pour une séquence binaire initiale $i(t)$ de 8 symboles.

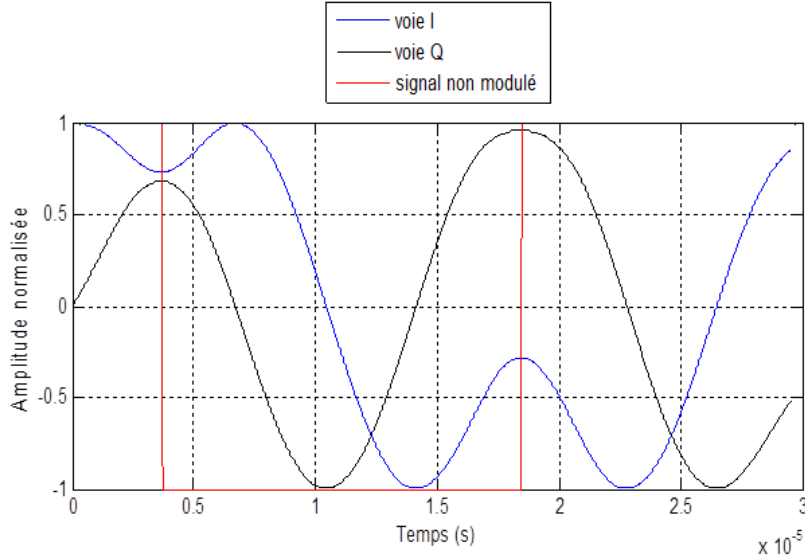


Figure 5.17: Signal temporel L-DACS2 modulé GMSK en bande de base

Le signal résultant de ce traitement va être transféré vers un logiciel spécifique avant d'être injecté vers le générateur de signaux vectoriel. Les données d'entrée vers le logiciel sont regroupées dans un fichier, "*fichier.mat*", sous forme d'un tableau à trois colonnes nommées I_{data} , Q_{data} et $iqData$, dans l'ordre (de gauche à droite). Ces appellations sont spécifiées par le logiciel.

- Injection du signal radioélectrique continu :

Dans cette deuxième étape, on injecte le signal en bande de base vers un ordinateur pour pouvoir générer la forme d'onde et la paramétrer. Le traitement est effectué par un logiciel spécifique, sous licence commercialisé par la société Agilent, et appelé *Signal Studio Toolkit 2*. Ce logiciel importe les trains I et Q générés dans le fichier "*fichier.mat*", contrôle les paramètres du signal (son amplitude ou puissance maximale, sa porteuse et sa modulation) et enfin ajuste l'horloge du générateur par rapport à la fréquence d'échantillonnage du signal MATLAB afin d'éviter les distorsions dans le signal radioélectrique.

Premièrement, on charge la forme d'onde dans le logiciel comme le montre la figure 5.18. Deuxièmement, on règle la fréquence d'échantillonnage du générateur comme indiqué à la figure 5.19. Enfin, on fixe les paramètres RF du signal (amplitude, fréquence centrale...) et on charge le signal obtenu vers le générateur vectoriel, comme le détaille la figure 5.20.

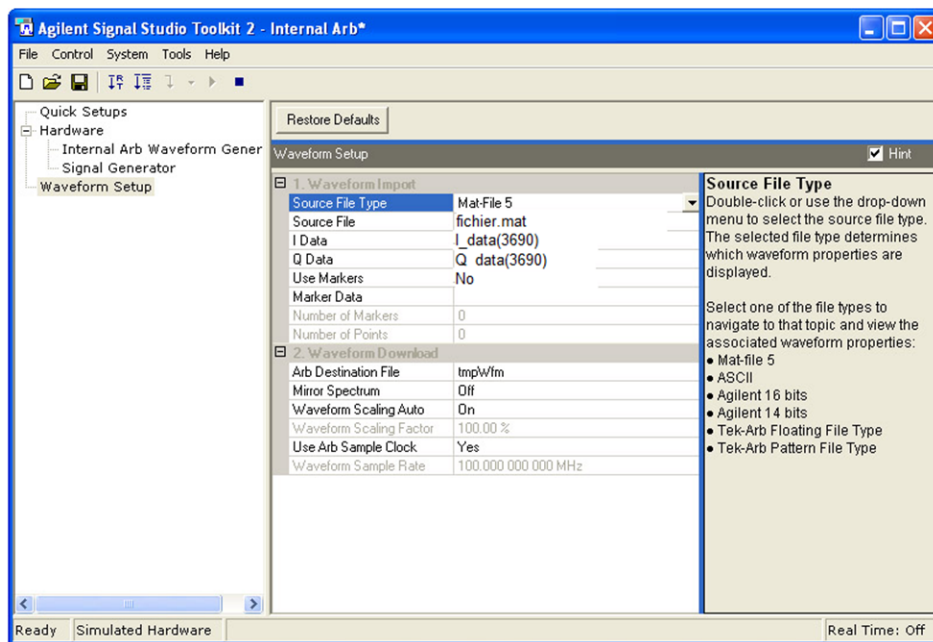


Figure 5.18: Chargement de la forme d'onde du signal dans le logiciel

- Création des impulsions du signal :

Lors de cette troisième et dernière étape, on utilise les fonctionnalités du générateur vectoriel pour créer le signal temporel L-DACS2 sur une trame d'une seconde. En effet, ce signal est impulsionnel, caractérisé par un taux d'occupation de canal τ qui

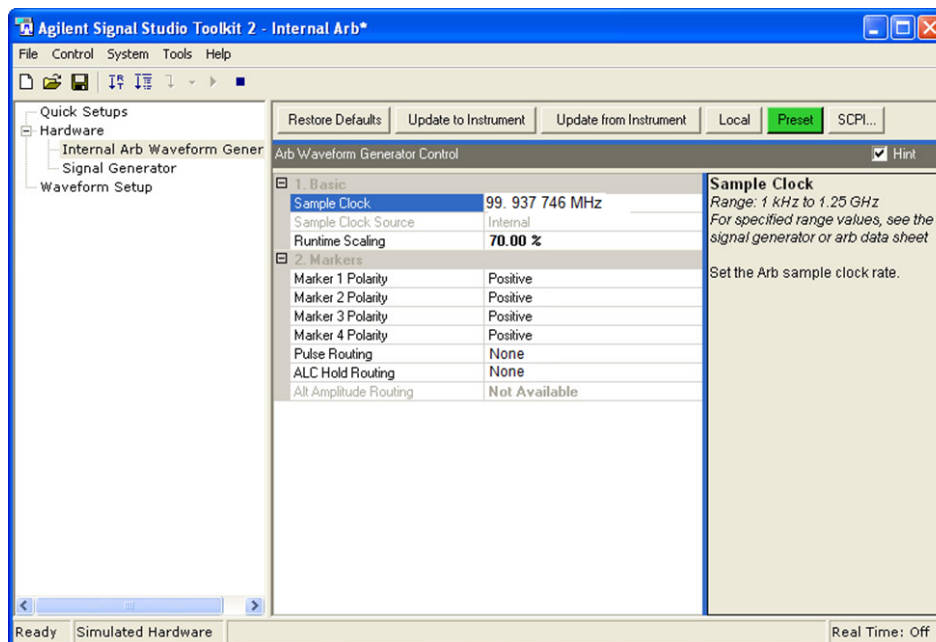


Figure 5.19: Réglage de la fréquence d'échantillonnage du signal

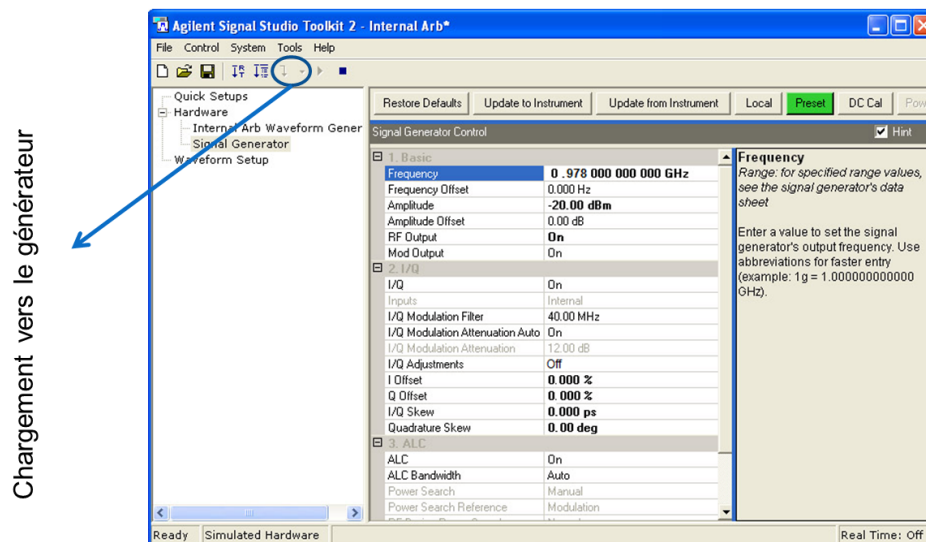


Figure 5.20: Définition des paramètres RF du signal

dépend du type de message émis [6].

La création des impulsions L-DACS2 se fait comme suit. D'abord, on active le menu "*local*" du générateur vectoriel (comme le précise la figure 5.21).

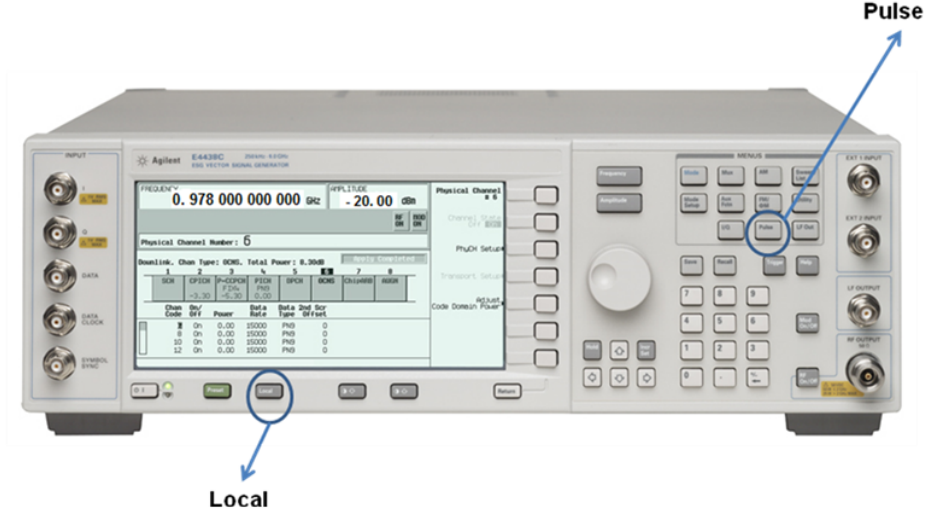


Figure 5.21: Paramétrage du taux d'occupation de canal par le signal

Ensuite, dans le menu "*pulse*", on définit une période de référence T_{ref} et une largeur d'impulsion T_{pulse} . Le taux d'occupation en %, est alors défini par l'équation 5.15. Lorsque la période de référence est égale à une seconde, la durée d'impulsion pour chaque type de signal est égale à la valeur donnée dans le tableau 5.1.

$$\tau = 100 \cdot \frac{T_{pulse}}{T_{ref}}. \quad (5.15)$$

Le signal obtenu est impulsionnel et périodique, de période la période de référence. On illustre à la figure 5.22 le signal observé à l'aide d'un analyseur de spectre bien paramétré, avec une porteuse de 978 MHz, une puissance maximale de -40 dBm et un taux d'occupation de canal de 6,7 %.

5.5 Analyse des performances du récepteur victime

On présente dans cette partie les résultats obtenus par la simulation et par les expérimentations, avec pour objectif d'étudier l'effet de deux paramètres sur la CRE entre le brouilleur L-DACS2 et la victime DME : le taux d'occupation de canal et la modulation du signal brouilleur. Pour ce faire, on considère que le système DME est mono-canal (*i.e.* une seule porteuse est utilisée pendant l'étude de CRE).

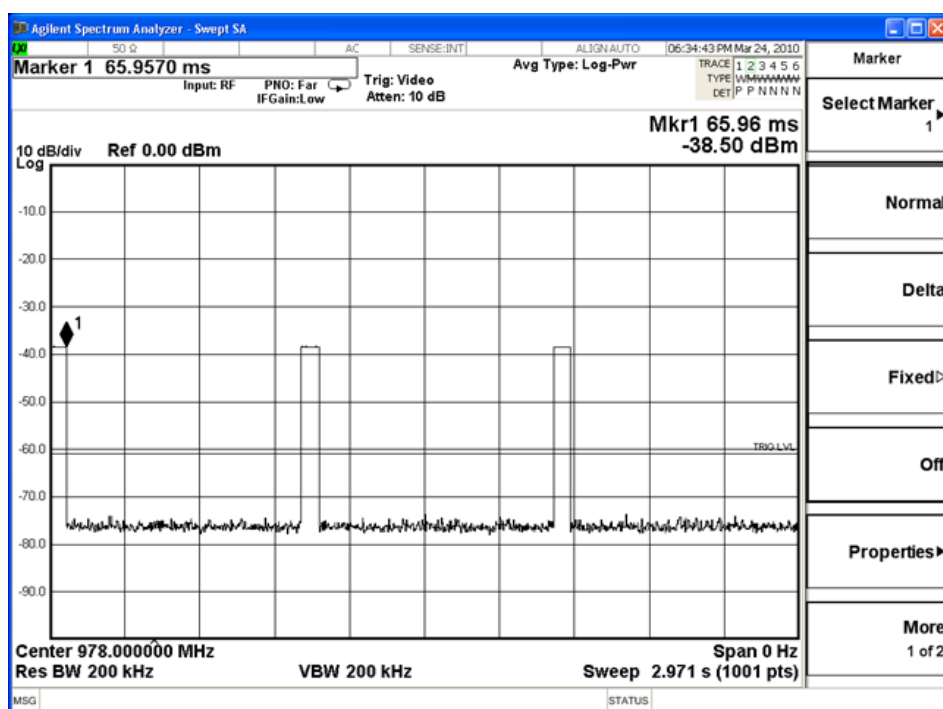


Figure 5.22: Signal temporel impulsionnel observé avec un analyseur de spectre

5.5.1 Effet du taux d'occupation de canal

5.5.1.1 Résultats de simulation

On se propose de déterminer le taux d'occupation de canal par L-DACS2 à partir duquel il y aurait un risque d'échec de synchronisation entre les équipements DME. Dans ce cas, le temps maximal de synchronisation est évalué à deux secondes (d'après [102]). Pour les simulations, on considère que le transpondeur est parfait (toutes les paires d'impulsions reçues par celui-ci sont renvoyées vers l'interrogateur). Par ailleurs, on a fixé le pourcentage minimal de paires DME correctement reçues par l'interrogateur (voir figure 5.1) à 70 % pour avoir un succès de synchronisation DME.

Selon une approche de Monte Carlo, on génère aléatoirement les signaux L-DACS2 et DME chaque seconde et on calcule le taux d'occupation de canal toutes les deux secondes. On illustre à la figure 5.23 la probabilité de succès de synchronisation du DME en fonction du taux d'occupation de canal par le brouilleur L-DACS2, pour les quatre modes de fonctionnement du DME (recherche vs. poursuite, mode X vs. mode Y). Dans cette figure, une extrapolation linéaire est utilisée entre quelques valeurs discrètes.

On remarque à partir de cette figure qu'en mode recherche, lorsque le taux d'occupation

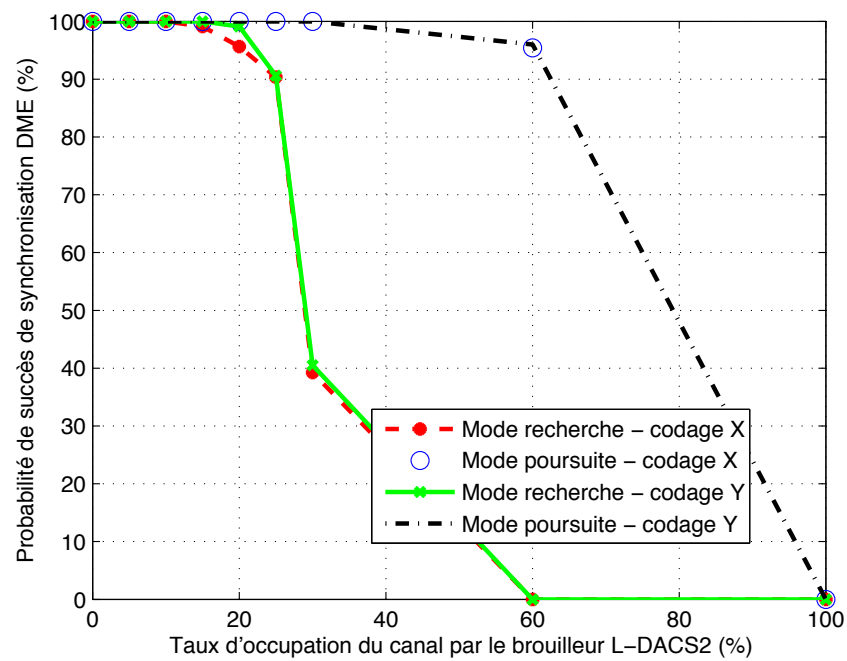


Figure 5.23: Probabilité de succès de synchronisation DME en présence du brouilleur L-DACS2

du canal par le signal L-DACS2 est supérieur à 15%, il y a un risque d'échec de synchronisation entre l'interrogateur et le transpondeur DME. En mode poursuite, la valeur seuil est égale à 30%.

On constate aussi que les résultats obtenus en mode recherche avec codage X ou codage Y sont équivalents, et ce de même en mode poursuite. Ainsi, l'effet du brouillage L-DACS sur la synchronisation entre les équipements DME est plus ressenti en fonction du nombre de paires d'impulsions émises par seconde qu'en fonction de la durée d'une paire d'impulsions émise par l'interrogateur.

5.5.1.2 Résultats des expérimentations en mode conduit

On vise à déterminer le taux maximal d'occupation de canal par L-DACS2 pour lequel l'interrogateur DME réussit à se synchroniser avec le transpondeur (mesure ASOP). Dans ce cas, le temps maximal de synchronisation est évalué à deux secondes. On rappelle qu'une mesure est validée si elle est **précise, stable et reproductible**. Par ailleurs, on étudie le cas co-canal, *i.e.* dans lequel les deux émetteurs TX et TRA (voir figure 5.1) utilisent la même fréquence centrale, et pour différentes valeurs du *SIR* (calculé à l'entrée de l'interrogateur récepteur DME).

On a fixé les paramètres suivants pour le système DME pour les expérimentations :

- Canal DME pour KN 62 A : 17X (cela correspond à une fréquence VOR égale à 108 MHz, donc la porteuse du transpondeur est égale à 978 MHz) ;
- Puissance maximale du signal émis par le transpondeur AEROFLEX : telle que la puissance utile reçue par l'interrogateur (la victime) soit égale à -80 dBm (valeur typique dans des études de CEM) ;
- Taux de réponse par AEROFLEX : 100 % ;
- Distance indiquée par AEROFLEX : 34 NM (valeur typique dans [102]) ;
- Vitesse de déplacement de l'interrogateur : 0 Knots (expérimentations effectuées en mode statique) ;
- Squitter : OFF ;
- IDTone : OFF ;
- ECHO : OFF.

D'autre part, on a paramétré le générateur L-DACS2 de la manière suivante :

- Puissance maximale du signal L-DACS2 : choisie en fonction du *SIR*. On a pris les valeurs *SIR* = 0 dB, *SIR* = -20 dB, *SIR* = -30 dB, *SIR* = -40 dB, *SIR* = -50 dB et *SIR* = -80 dB ;

- Fréquence centrale du signal L-DACS2 : 978 MHz ;
- Mod : ON, avec une forme d'onde modulée GMSK en bande de base.

Avec cette configuration, on cherche donc à observer l'effet d'un brouilleur L-DACS2 sur un récepteur DME dans l'environnement le plus simple possible (une seule source de brouillage, un seul émetteur utile avec un seul canal d'émission, absence d'échos, absence de signal d'identification, interrogateur en mode statique).

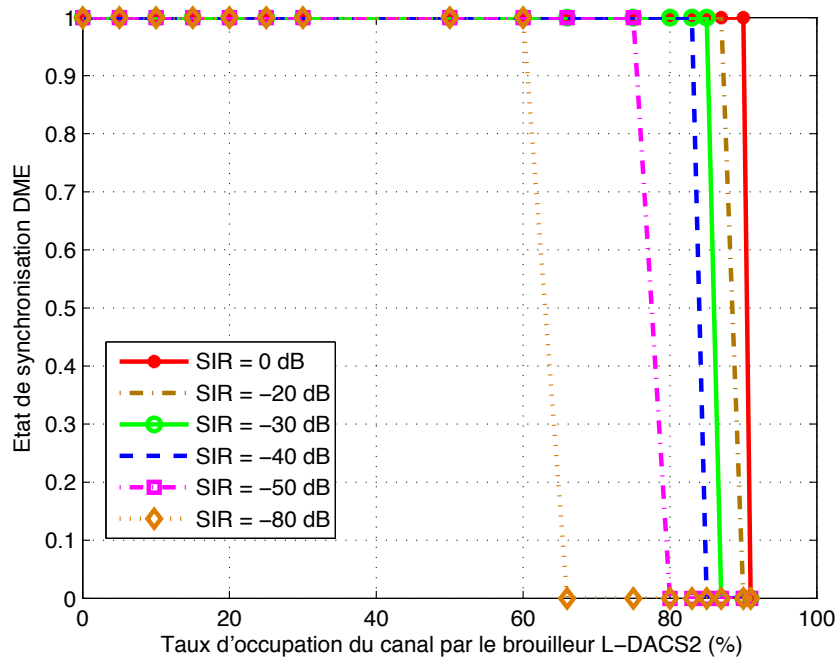


Figure 5.24: État de synchronisation DME en mode conduit co-canal et en présence du brouilleur L-DACS2 (temps de synchronisation maximal égal à 2 secondes).

Puisque la puissance du signal L-DACS2 modulé GMSK est constante pendant la fenêtre temporelle d'analyse, alors le SIR reste inchangé dès qu'on fixe l'amplitude avec le générateur de signaux vectoriel. On présente à la figure 5.24 l'état de synchronisation du DME (1 en cas de succès et 0 sinon) en fonction du taux d'occupation de canal par L-DACS2.

On remarque à partir de cette figure que pour maintenir la synchronisation entre les deux équipements DME pour un SIR supérieur ou égal à -80 dB, le taux d'occupation de canal par le brouilleur L-DACS2 doit rester inférieur à 60%. On constate qu'en mode co-canal, les performances du récepteur DME pour $SIR = 0$ dB, $SIR = -20$ dB, $SIR = -30$ dB et $SIR = -40$ dB sont presque équivalentes

compte tenu des incertitudes de mesures (liés essentiellement à la température de l'interrogateur DME KN 62 A, aux précisions des appareils de mesure et au chronométrage) alors que pour de plus faibles valeurs du *SIR*, la dégradation de performances paraît plus significative. Toutefois, la quantification de cette dégradation reste difficile à mesurer. En effet, les résultats de mesure dépendent du critère choisi pour indiquer le succès ou non de la synchronisation DME : pendant les expérimentations, on a supposé qu'une mesure est validée si on observe le même résultat après deux essais consécutifs. Toutefois, si on change ce critère (par exemple le nombre d'essais consécutifs donnant le même résultat nécessaires pour valider une mesure, ou le temps maximal de synchronisation), on obtient des résultats légèrement différents.

5.5.1.3 Résultats des expérimentations en mode rayonné

On vise à déterminer le taux d'occupation de canal par L-DACS2 pour lequel l'interrogateur DME réussit à se synchroniser avec le transpondeur (point ASOP) et le taux d'occupation pour lequel la synchronisation du DME échoue (point BSOP). Le temps maximal de synchronisation est évalué à deux secondes pour les mesures ASOP et à trente secondes pour les mesures BSOP. On rappelle que pour être validée, une mesure doit être stable et précise (*cf.* le protocole expérimental). Par ailleurs, on étudie le cas de brouillage en co-canal et le cas de brouillage en canal adjacent pour différentes valeurs du *SIR* (calculé à l'entrée de l'interrogateur récepteur DME).

On a fixé les paramètres suivants pour le système DME pour les expérimentations :

- Canal DME pour KN 62 A : $17X$ (cela correspond à une fréquence VOR égale à 108 MHz , donc la porteuse du transpondeur est égale à 978 MHz) ;
- Puissance maximale du signal émis par le transpondeur AEROFLEX : telle que la puissance utile reçue par l'interrogateur (la victime) soit égale à $S_{min} + 3\text{ dB}$ (valeur typique dans [102]), où S_{min} est la sensibilité de l'interrogateur récepteur ;
- Taux de réponse par AEROFLEX : 100% ;
- Distance indiquée par AEROFLEX : 34 NM (valeur typique dans [102]) ;
- Vitesse de déplacement de l'interrogateur : 0 Knots (expérimentations effectuées en mode statique) ;
- Squitter : OFF ;
- IDTone : OFF ;
- ECHO : OFF.

D'autre part, on a paramétré le générateur L-DACS2 de la manière suivante :

- Puissance maximale du signal L-DACS2 : choisie en fonction du SIR . On a pris les valeurs $SIR = 0\text{ dB}$, $SIR = -20\text{ dB}$ et $SIR = -40\text{ dB}$ (les conditions de l'expérimentation ne permettent pas de tester des SIR plus faibles aussi faibles qu'en mode conduit) ;
- Fréquence centrale du signal L-DACS2 : $978\text{ MHz} + \delta f$, où δf est l'écart entre la fréquence centrale du générateur L-DACS2 et celle du transpondeur DME ;
- Mod : ON, avec une forme d'onde modulée GMSK en bande de base.

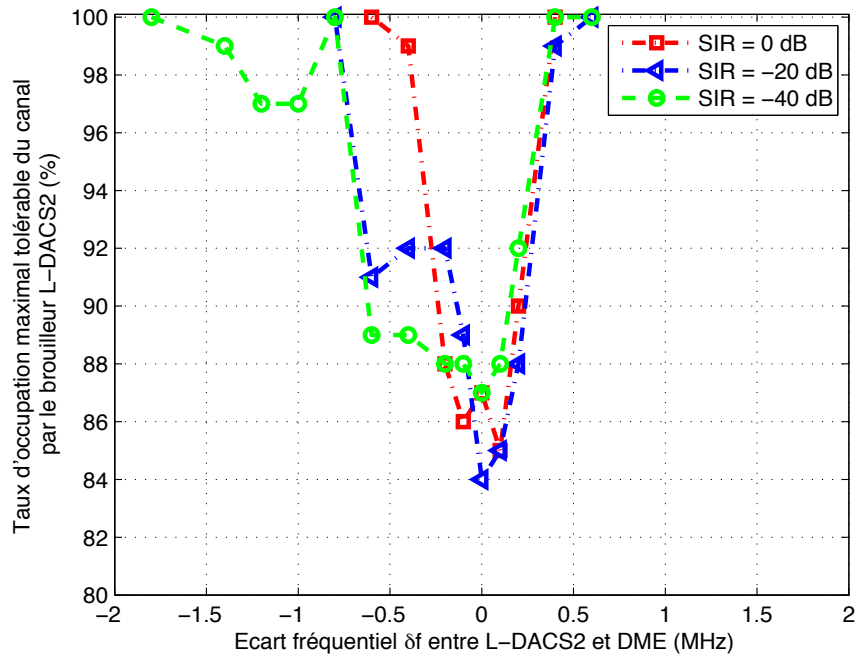


Figure 5.25: Mesures BSOP des performances du DME en mode rayonné en présence du brouilleur L-DACS2

Avec cette configuration, on cherche donc à observer l'effet d'un brouilleur L-DACS2 sur un récepteur DME dans l'environnement le plus simple possible (une seule source de brouillage, un seul émetteur utile avec un seul canal d'émission, absence d'échos, absence de signal d'identification, interrogateur en mode statique).

On présente à la figure 5.25 (pour les mesures BSOP) et à la figure 5.26 (pour les mesures ASOP) les taux d'occupation tolérables du canal par le système L-DACS2 vis-à-vis du récepteur DME, en fonction de l'écart fréquentiel δf .

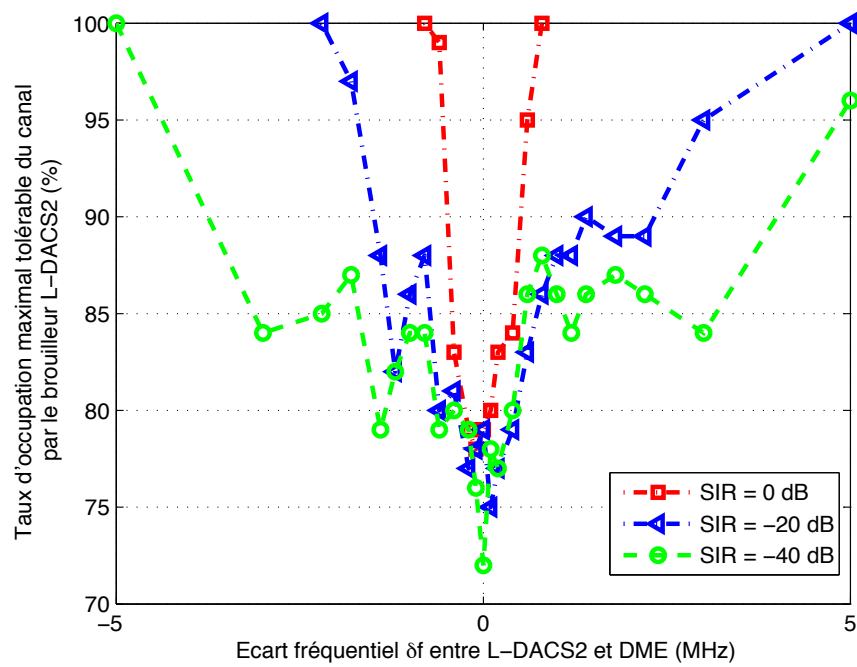


Figure 5.26: Mesures ASOP des performances du DME en mode rayonné en présence du brouilleur L-DACS2

On remarque d'après ces deux figures qu'en général, lorsque le SIR diminue (*i.e.* lorsque la puissance maximale du signal L-DACS2 augmente), le taux d'occupation tolérable du canal par le brouilleur diminue aussi. Par ailleurs, lorsque l'écart δf entre fréquences centrales augmente, le taux d'occupation tolérable du canal par le brouilleur augmente. Ces résultats sont valables pour les mesures ASOP et BSOP.

D'autre part, on remarque que pour les mesures ASOP, plus le SIR est faible, plus l'écart fréquentiel requis pour éviter la dégradation des performances du récepteur est élevé. Ce résultat reste vrai pour les mesures en BSOP en comparant les performances obtenues pour des écarts fréquentiels négatifs. En revanche, on constate que pour les écarts fréquentiels positifs, les performances du récepteur en mode co-canal et en mode canal adjacent pour $SIR = 0\text{ dB}$, $SIR = -20\text{ dB}$ et $SIR = -40\text{ dB}$ sont presque équivalentes compte tenu des incertitudes de mesure (liés essentiellement à la température de l'interrogateur DME KN 62 A, aux précisions des appareils de mesure, au chronométrage et au caractère aléatoire du train d'impulsions DME). Comme précisé dans les mesures en mode conduit, ces résultats dépendent fortement du critère adopté pour indiquer le succès (ou non) de la synchronisation.

Par ailleurs, on constate que la variation des résultats en canal adjacent est asymétrique par rapport au point $\delta f = 0\text{ MHz}$. Cet effet pourrait être dû au fait que le canal DME choisi pour les expérimentations (17X) est celui dont la fréquence centrale est la plus faible possible pour le type d'équipement DME utilisé (Bendix KN62A) : d'après les résultats de la série 2 des expérimentations (voir session 5.4.2.3.), la courbe représentative du rapport de protection du récepteur DME pour ce canal est asymétrique (figure 5.27, obtenue avec un signal utile égal à $S_{min} + 3\text{ dB}$). En particulier, le récepteur tolère des niveaux de brouillage plus élevés pour $\delta f \leq 0$ que pour $\delta f \geq 0$. Ainsi, pour protéger le récepteur du brouillage L-DACS2, l'écart fréquentiel nécessaire est plus grand pour $\delta f \geq 0$ que pour $\delta f \leq 0$. On retrouve ce résultat dans la figure 5.26.

Ce phénomène est aussi à confronter avec les rayonnements hors bande de l'émetteur L-DACS2 utilisé. En effet, le brouillage du récepteur DME en bande adjacente peut être dû à la combinaison de deux effets : l'effet du signal L-DACS2 émis dans sa bande utile (voir figure 2.7) capté en dehors de la bande utile du récepteur DME, et l'effet du signal L-DACS2 émis en dehors de sa bande utile et capté dans la bande du récepteur DME. Le premier effet est lié au rapport de protection du récepteur DME (paragraphe précédent). Le deuxième effet est lié au masque d'émission du signal L-DACS2 utilisé (figure 5.28). Lors des expérimentations, on a seulement implémenté le signal dans la bande utile du L-DACS2 et on n'a pas pris en compte le masque d'émission mentionné dans ses spécifications. L'atténuation des rayonnements non désirés du signal utilisé est seulement liée au spectre de la modulation GMSK qu'on peut retrouver dans [103]. Cependant, ce masque semble suffisant pour les mesures ASOP et BSOP effectuées. En effet, la comparaison des figures 5.27 et 5.28 montrent que l'atténuation apportée par le masque L-DACS2 est plus

grande que l'atténuation due au rapport de protection du récepteur DME, et ce pour les écarts fréquentiels étudiés entre le signal L-DACS2 et le signal DME.

5.5.1.4 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation et de mesure en modes conduit et rayonné montrent que pour un taux d'occupation de L-DACS2 inférieur à 15%, la synchronisation du DME est toujours réussie pour le scénario de brouillage étudié, même pour de très faibles valeurs du *SIR*. Lorsque le taux d'occupation est inférieur à ce seuil, la probabilité de collision entre les signaux DME et L-DACS2 est faible.

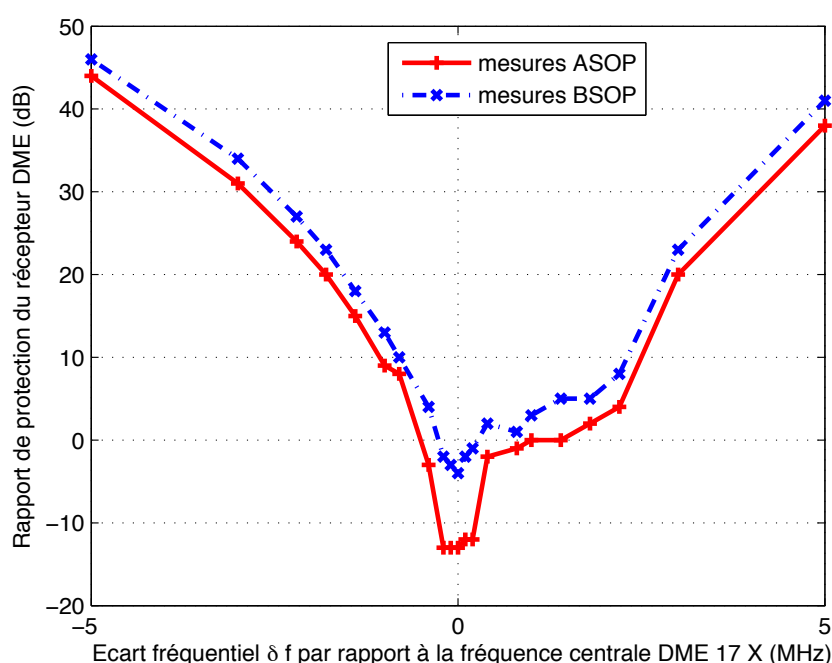


Figure 5.27: Mesures ASOP et BSOP su rapport de protection du récepteur de l'interrogateur DME utilisé dans les expérimentations

Pour de plus grandes valeurs du taux d'occupation, le taux de collision augmente. On remarque à partir des mesures des points ASOP en mode conduit et en mode rayonné que plus le *SIR* diminue, *i.e.* plus la puissance du signal L-DACS2 augmente, le taux d'occupation L-DACS2 tolérable pour ne pas perturber le fonctionnement du DME diminue mais il reste supérieur à 70%. On remarque ici un écart entre les valeurs obtenues par les simulations et celles obtenues par l'expérimentation. Ceci est dû à la différence des critères définis pour indiquer le succès de synchronisation dans les deux approches. En effet, l'hypothèse prise dans les simulations (une paire

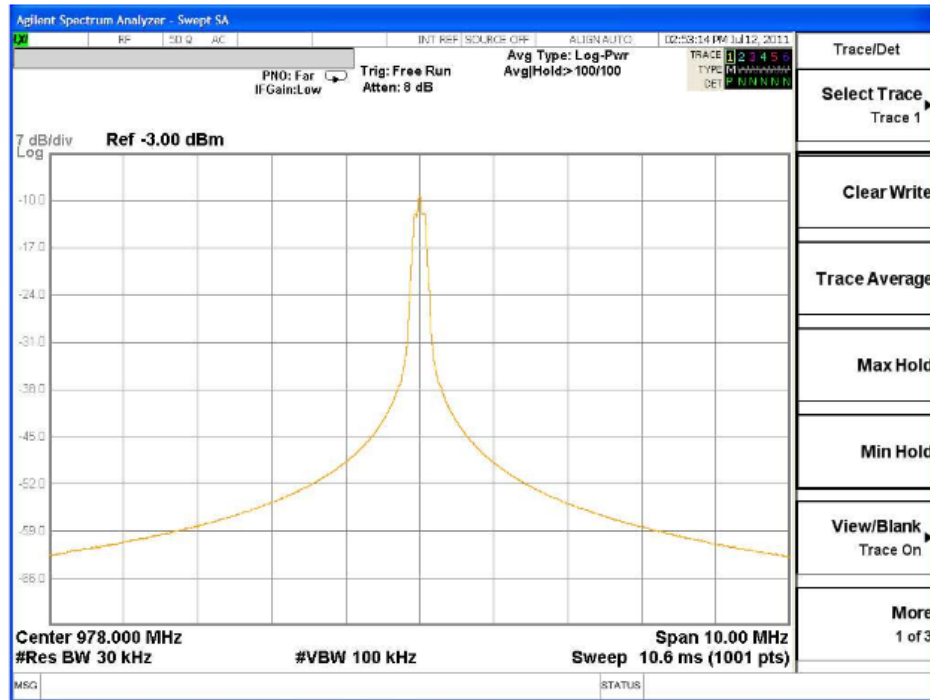


Figure 5.28: Spectre du signal brouilleur L-DACS2 utilisé dans les expérimentations

DME coïncidant avec le signal L-DACS2 est automatiquement perdue, indépendamment du SIR) correspond à une situation beaucoup plus défavorable que la réalité (selon les résultats d'expérimentation, pour des SIR suffisamment forts, la synchronisation DME est majoritairement réussie même en présence d'un brouillage L-DACS2). Par ailleurs, le critère de protection du récepteur correspond aussi à un cas plus défavorable que la réalité : d'après les spécifications du système DME, le transpondeur doit fonctionner avec un taux de réponse minimal de 70%. On en déduit que l'interrogateur doit fonctionner s'il récupère un pourcentage minimal $R_{min} = 70\%$ des paires d'impulsions émises. Le système testé répond à cette condition : on a remarqué lors de la série 1 des expérimentations (voir la partie 5.4.2.4) que la synchronisation DME réussit avec $R_{min} < 70\%$.

Cela diminue fortement les valeurs seuils du taux d'occupation du canal par L-DACS2 dans les simulations. L'écart entre les résultats des expérimentations et les résultats de simulation pourrait être réduit si on prend des hypothèses plus réalistes (par exemple si on diminue la valeur de R_{min} dans les simulations).

Or, selon les spécifications des systèmes L-DACS2 et DME, le taux d'occupation de canal maximal pour L-DACS2 est égal à 6,7%. Ceci correspond au plus long message émis par une station mobile MS connectée à une station au sol GS. En conséquence, dans l'environnement aéronautique représenté dans cette étude, avec l'équipement

commercial DME testé et avec le protocole expérimental adopté, le fonctionnement du système DME ne serait pas pénalisé par le brouillage du système L-DACS2. Des études supplémentaires avec d'autres métriques et d'autres équipements DME de différentes marques seraient nécessaires pour conforter cette affirmation.

Par ailleurs, en comparant les mesures ASOP en co-canal, en mode conduit et en mode rayonné, on constate un écart d'environ 10% en termes des taux d'occupation tolérables du canal par L-DACS2. Ceci est dû à la différence du niveau de signal utile pris en référence dans les deux modes d'expérimentation. En effet, à travers des mesures complémentaires en mode conduit dans les mêmes conditions décrites dans la session 5.5.1.2, avec un niveau de signal utile égal à $S_{min} + 3 \text{ dB}$, on a constaté des taux d'occupation du canal par L-DACS2 tolérables proches de ceux obtenus en mode rayonné. Les mesures effectuées en mode conduit et en mode rayonné sont alors cohérentes et l'effet du brouilleur L-DACS2 est ressenti "plus rapidement" pour un signal utile reçu proche de la sensibilité du récepteur victime que pour un signal utile plus élevé.

5.5.2 Effet de la modulation du signal brouilleur

5.5.2.1 Résultat de simulation

Étant donnée la procédure d'implémentation du scénario de brouillage décrite précédemment dans ce chapitre, on constate que la probabilité de succès de synchronisation DME dépend uniquement de la durée des signaux utile et brouilleur. Par conséquent, la dégradation de performances du système DME est indépendante de la modulation du signal L-DACS2.

5.5.2.2 Résultat de l'expérimentation

D'autre part, on se propose de déterminer le taux d'occupation de canal par L-DACS2 pour lequel l'interrogateur DME réussit à se synchroniser avec le transpondeur (point ASOP) dans le cas d'un brouillage co-canal et en fonction de la modulation du signal brouilleur, et ce pour différentes valeurs du SIR (calculé à l'entrée de l'interrogateur récepteur DME). Le temps maximal de synchronisation est évalué à deux secondes.

Pour ce faire, on a fixé les paramètres suivants pour le système DME :

- Canal DME pour KN 62 A : 17X (cela correspond à une fréquence VOR égale à 108 MHz, donc la porteuse du transpondeur est égale à 978 MHz) ;
- Puissance maximale du signal émis par le transpondeur AEROFLEX : telle que la puissance utile reçue par l'interrogateur (la victime) soit égale à -80 dBm (valeur typique dans les essais de CEM) ;

- Taux de réponse par AEROFLEX : 100 % ;
- Distance indiquée par AEROFLEX : 34 *NM* (valeur typique dans [102]) ;
- Vitesse de déplacement de l'interrogateur : 0 *Knots* (expérimentations effectuées en mode statique) ;
- Squitter : ON ;
- IDTone : OFF ;
- ECHO : OFF.

D'autre part, on a paramétré le générateur L-DACS2 de la manière suivante :

- Puissance maximale du signal L-DACS2 : choisie en fonction du *SIR*. On a pris les valeurs $SIR = 0\text{ dB}$, $SIR = -20\text{ dB}$, $SIR = -50\text{ dB}$ et $SIR = -80\text{ dB}$;
- Fréquence centrale du signal L-DACS2 : 978 *MHz* ;
- Mod : ON, avec différentes formes d'onde. Pour générer le signal brouilleur, on crée la forme d'onde en bande de base avec les différentes modulations ($M - PSK$, $M - QAM$, MSK , $GMSK$) à partir d'une séquence binaire *NRZ* de 10^5 symboles, et telle que le débit symbole du système soit égal à celui spécifié pour le système L-DACS2 dans [6], *i.e.* 200 *kHz* (*N.B.* : M est le nombre de points de la constellation de la modulation $M - PSK$ ou $M - QAM$).

Avec cette configuration, on cherche donc à observer l'effet d'un brouilleur L-DACS2 sur un récepteur DME dans un environnement un peu plus compliqué que celui des expérimentations précédentes (une seule source de brouillage, un seul canal d'émission DME, absence d'échos, absence de signal d'identification, interrogateur en mode statique **mais ici, le transpondeur émet en plus du signal utile un ensemble de paires d'impulsions additionnelles correspondant au mode "Squitter ON"**).

Les résultats obtenus sont résumés au tableau 5.2. À partir de ces résultats, on remarque que le système DME fonctionnerait correctement en présence du brouilleur dans tous les cas de figure testés si le taux d'occupation de celui-ci est en deçà de 66%. Compte tenu des spécifications du système L-DACS2, celui-ci n'altérerait pas le fonctionnement DME dans le scénario étudié et avec les équipements testés.

Par ailleurs, on constate que la CRE entre la victime DME et le brouilleur L-DACS2 est sensible à la modulation de ce dernier. Malgré une occupation spectrale similaire, l'effet de la modulation permet une augmentation de 5 à 10% (selon les valeurs du *SIR*) en termes de taux d'occupation de canal tolérable, ce qui implique donc

Tableau 5.2: Mesures ASOP en % des taux d'occupation de canal tolérables par le brouilleur L-DACS2 pour différentes modulations et différents SIR

Modulation	$SIR = 0 \text{ dB}$	$SIR = -20 \text{ dB}$	$SIR = -50 \text{ dB}$	$SIR = -80 \text{ dB}$
BPSK	73	70	67	66
QPSK	71	66	66	66
8-PSK	71	68	68	69
8-QAM	75	75	75	74
16-PSK	77	75	75	75
16-QAM	75	76	76	77
64-QAM	76	75	76	76
MSK	75	73	73	73
GMSK	78	77	76	76

davantage de symboles L-DACS2 émis dans une trame d'une seconde (et donc un débit symbole L-DACS2 plus élevé).

Les résultats obtenus pour les modulations $M - PSK$ mettent en évidence que plus le nombre de points M de la constellation de la modulation augmente, plus la tolérance vis à vis du brouillage L-DACS2 augmente. En revanche, on remarque que pour les modulations $M - QAM$, le taux d'occupation L-DACS2 tolérable est constant par rapport aux valeurs du SIR et de M testées. Ce phénomène pourrait être relié au fonctionnement interne du récepteur DME, sensible aux variations instantanées de la puissance et aux fronts montants des signaux à son entrée.

En effet, les transitions de phase engendrent des fluctuations instantanées du signal du brouilleur. Plus la transition de phase est grande, plus ces fluctuations sont perceptibles. Lorsque le nombre de points de constellation augmente, la probabilité d'être dans une telle configuration diminue. Puisque tous les points d'une modulation $M - PSK$ ont tous la même énergie (ils sont placés tous sur le même cercle unitaire, voir figure 5.29), un plus grand nombre de points dans la constellation implique un signal à énergie de plus en plus constante et on constate une meilleure tolérance du récepteur DME. Au contraire, les points d'une modulation $M - QAM$ sont émis avec des énergies très différentes. Cette effet accentue l'effet des transitions de phase et en conséquence, on observe presque les mêmes résultats au tableau 5.2.

La valeur du taux d'occupation tolérable du canal par le brouilleur obtenue pour les modulations $M - QAM$ est constante et égale à 75%, très proche des performances obtenues pour la modulation GMSK.

Parmi toutes les modulations testées, la modulation GMSK est parmi celles qui présentent les meilleures performances, vis-à-vis de la CRE, du récepteur DME

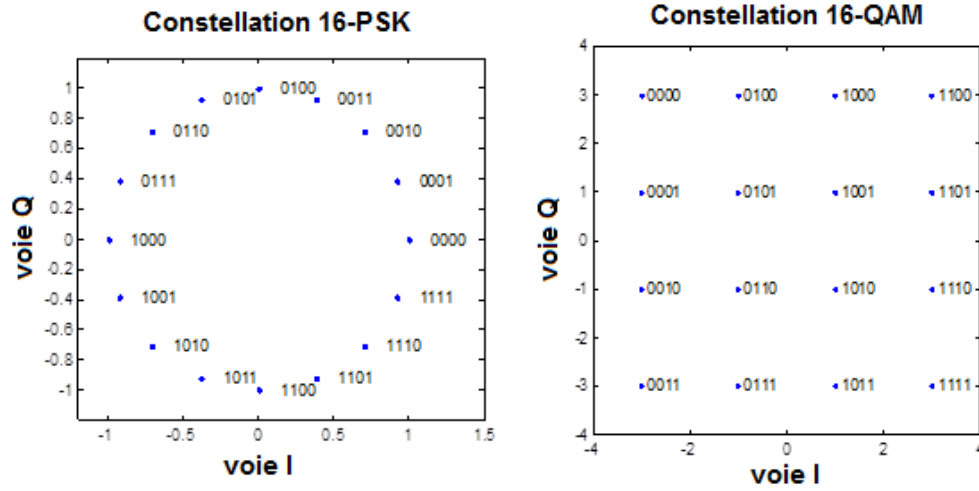


Figure 5.29: Constellation des deux modulations 16-PSK et 16-QAM

(taux d'occupation L-DACS2 tolérable atteignant 76%). Toutefois, les modulations $M - QAM$ (avec M élevé) apportent aussi des performances très proches avec un débit binaire plus élevé. En effet, la modulation GMSK est caractérisée par un bit émis par symbole alors que la modulation $64 - QAM$ est caractérisée par 6 bits émis par symbole. En revanche, si la puissance émise par un signal modulé GMSK est constante au cours du temps, celle émise par une modulation $64 - QAM$ présente des variations rapides à cause des transitions instantanées parmi les nombreux points de sa constellation, transitions auquel le système DME est sensible. Par conséquent, des études plus approfondies sont nécessaires pour comparer ces deux modulations en tenant compte des performances intrinsèques du système L-DACS2 (TEB , taux d'erreur symbole en fonction du SNR ...).

D'autre part, en comparant les résultats du tableau 5.2 avec ceux de la figure 5.24, on observe qu'avec un signal utile de -80 dBm à l'entrée du récepteur victime et pour des SIR supérieurs à -50 dB , l'effet du brouilleur L-DACS2 est plus vite ressenti lorsque la fonction *Squitter* est actionnée que dans le cas contraire. On remarque ainsi que la totalité du signal émis par le transpondeur est à prendre en considération dans l'étude de CRE et non seulement la partie utile de ce signal en direction de l'interrogateur DME brouillé. D'autre part, pour $SIR = -80\text{ dB}$, c'est le phénomène inverse qui se produit et cela pourrait être expliqué par le fonctionnement interne du récepteur interrogateur DME. Des essais supplémentaires sont nécessaires en vue d'interpréter correctement ce phénomène.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié l'effet d'un brouilleur L-DACS2 sur les performances d'un système victime DME dans le domaine temporel et en utilisant plusieurs approches. Le point commun entre les différentes approches employées est qu'elles tiennent compte de la dynamique des deux systèmes ainsi que des caractéristiques de leurs technologies. On a prouvé par la simulation que lorsque ces nouveaux paramètres sont considérés dans l'étude de CRE, on obtient des résultats satisfaisants. Les résultats d'expérimentation obtenus pour un type de récepteur DME et un équipement commercial précis et présentés dans ce chapitre permettent également de confirmer ces résultats théoriques. Les résultats de mesure ont été obtenus pour un fonctionnement mono-canal DME et en considérant un seul brouilleur L-DACS2, sans tenir compte des phénomènes d'échos et d'identification du signal utile DME. Malgré une certaine incertitude liée aux conditions des expérimentations et aux critères choisis pour la validation des tests, il a été possible d'atteindre l'objectif de l'étude, à savoir une estimation de l'effet du brouilleur L-DACS2 sur le récepteur interrogateur DME.

En effet, si l'approche fréquentielle indique qu'en mode co-canal, les deux systèmes L-DACS2 et DME ne pourraient pas coexister, l'approche temporelle proposée prouve que dans un scénario précis co-site et avec les équipements utilisés disponibles à Supélec, le brouillage L-DACS2 dans les mêmes conditions n'altérerait pas le fonctionnement du système DME. On obtient ainsi des résultats plus précis, et surtout plus réalistes. En outre, on constate que cette méthode pourrait être appliquée pour étudier la CRE dans un cadre plus général, mettant en oeuvre des systèmes radioélectriques quelconques. Toutefois, cela nécessiterait des études plus approfondies, en particulier pour ne pas dégrader les marges de sécurité définies par les autorités aéronautiques lorsqu'il s'agit de systèmes contribuant à la sécurité des personnes et à la régularité des vols.

Conclusion et perspectives

Contents

6.1 Conclusion	113
6.2 Perspectives	116

6.1 Conclusion

Au cours de cette thèse, l'importance des études de compatibilité radioélectrique (CRE) pour le développement du futur système de radiocommunication aéronautique L-DACS a été mise en évidence à travers les différentes configurations de vol des aéronefs et de leurs phases de vol.

Compte tenu de la bande de fréquence retenue pour ce futur système (Bande L aéronautique entre 960 et 1164 *MHz*) déjà utilisée par plusieurs systèmes de radionavigation aéronautique, il a été primordial d'évaluer comment le partage de la bande de fréquence pouvait être réalisé et donc de s'assurer que dans les pires cas, l'implémentation du futur système de radiocommunication aéronautique n'induirait pas de brouillages rédhitoires pour le fonctionnement de l'ensemble des systèmes préexistant dans cette bande de fréquence et réciproquement, que les systèmes existants ne brouilleraient pas le nouveau système à l'étude.

Selon la position relative du brouilleur et du récepteur victime, on a constaté qu'une étude de CRE entre L-DACS et un système existant pouvait comporter plusieurs scénarios possibles de brouillage. En conséquence, on a identifié parmi ceux-ci deux scénarios les plus critiques qu'on a analysés pendant la durée de la thèse.

Lors de l'étude de ces deux scénarios et compte tenu de la durée limitée de la thèse, on a considéré principalement un système L-DACS comme brouilleur avec un récepteur victime DME (équipement de radionavigation permettant la mesure de distance à une balise au sol, utilisé par tous les avions de ligne ou d'aviation générale IFR (vol aux instruments)).

Le premier scénario étudié a été le scénario air - air, dans lequel le brouilleur et le récepteur victime sont implémentés dans deux aéronefs différents. Pour ce faire, on

a développé un modèle déterministe bidimensionnel spécifique, différent des modèles utilisés dans les études classiques de partage de fréquence et adapté à l'aéronautique. Ce modèle permet de calculer avec une bonne précision la puissance maximale de brouillage à l'entrée du récepteur victime. On a mené l'étude de brouillage dans le domaine fréquentiel ; on a déterminé l'écart fréquentiel et/ou spatial minimal nécessaire entre l'émetteur brouilleur et le récepteur victime pour obtenir des conditions de compatibilité suffisantes.

Le deuxième scénario analysé a été le scénario co-site, dans lequel le brouilleur et le récepteur victime sont à bord du même aéronef. On a démontré qu'en appliquant l'analyse fréquentielle, les conditions de compatibilité étaient insuffisantes pour respecter les hypothèses et les contraintes si les antennes des deux équipements sont proches (inférieures à quelques mètres) et s'ils utilisent des canaux fréquents proches. Pour étudier ce cas de CRE, on a alors introduit dans l'analyse des paramètres supplémentaires liés à la dynamique des systèmes et à leurs technologies. En effet, les systèmes mis en oeuvre émettent des signaux impulsionnels ou "burstés" avec des taux d'occupation de canal assez faibles.

A travers des simulations et l'utilisation de deux bancs de test expérimentaux (en mode conduit et en mode rayonné) intégrant un brouilleur L-DACS2 simulé dont on pilote le signal et un équipement DME commercial, il a été possible d'avoir une estimation plus réaliste de l'effet du brouilleur L-DACS2 sur le récepteur victime DME. En particulier, on a constaté que dans les scénarios précis considérés pour ces recherches les signaux du brouilleur L-DACS2 conformes aux spécifications, n'altèrent pas le fonctionnement du récepteur victime DME, même lorsqu'ils utilisent la même fréquence centrale.

Ainsi, on a pu définir une approche mixte "fréquentielle/temporelle" différente des méthodes existantes de CRE pour obtenir des conditions de compatibilité suffisantes entre un brouilleur L-DACS2 et un récepteur DME en scénario co-site. Cette méthode a l'avantage de traiter les scénarios de CRE de manière plus détaillée et plus vraisemblable qu'une méthode fondée uniquement sur l'aspect fréquentiel.

Ces résultats pourraient être encore affinés avec une prise en compte plus précise de l'aspect temporel. En effet, ces résultats ne prennent pas en considération les modes transitoires des signaux mis en oeuvre. Par ailleurs, dans les résultats présentés jusqu'ici, le signal L-DACS2 a été représenté par un signal impulsionnel modulé et périodique dont la durée est égale à son taux d'occupation de canal τ et la période T est égale à une seconde. Afin d'avoir une analyse plus complète, il serait intéressant d'évaluer le brouillage lorsqu'à τ fixé, le signal brouilleur (ici L-DACS2) est intermittent.

Certains travaux et résultats associés à la thèse ont permis à la DGAC de produire des contributions pour le développement du futur système de radiocommunication

aéronautique à l'échelle nationale et européenne, en particulier dans le cadre de groupes de travail de la Conférence européenne des administrations des postes et télécommunications (CEPT) et de l'Union Internationale des Télécommunications (UIT). Parmi ces contributions, on peut citer plus particulièrement les études de partage de spectre entre L-DACS et les nombreux systèmes actuellement opérationnels dans la bande L et ses bandes adjacentes.

Au plan académique, les résultats obtenus lors de cette thèse ont aussi fait l'objet de plusieurs publications présentées à des conférences et soumises à des revues scientifiques :

- **[PIMRC-2009]** "*Interference Analysis for the Future Aeronautical Communication System*" : publication présentée en 2009 à la conférence internationale PIMRC (*IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*).
- **[ITST-2009]** "*Radioelectric compatibility of the Future Aeronautical Communication System*" : publication présentée en 2009 à la conférence internationale ITST (*IEEE International Conference on ITS Telecommunications*).
- **[VTC-Fall-2010]** "*Effect of the aeronautical L-DACS2 radio-frequency signals on the DME system performance*" : publication présentée en 2010 à la conférence internationale VTC (*IEEE Vehicular Technologies Conference - Fall*).
- **[DASC-2010]** "*How the L-DACS2 Radio-Frequency Signals Modulation Affects the DME Performance*" : publication présentée en 2010 à la conférence internationale DASC (*IEEE/AIAA Digital Avionics Systems Conference*).
- **[IWT-2011]** "*Radio Systems Coexistence from a Time Domain Perspective: principle and example*" : publication présentée en 2011 à la conférence internationale ITW (*Internal Workshop on Telecommunications*). Cette publication a été désignée "meilleur article de session" lors de la conférence.
- **[IEEE-TVT-2011]** "*Survey on the Future Aeronautical Communication System*" : publication soumise en 2011 à la revue scientifique internationale TVT (*IEEE Transactions on Vehicular Technologies*).
- **[REV-IWT-2011]** "*Electromagnetic Compatibility from a Time-Frequency Perspective*" : publication soumise et acceptée en 2011 à la revue scientifique internationale *Revista Telecomunicações*.
- **[IEEE-TAES-2011]** "*Co-site coexistence between future L-DACS2 and legacy DME systems*" : publication soumise en 2011 à la revue scientifique internationale TAES (*IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*).

6.2 Perspectives

Au plan des perspectives et compte tenu des besoins de validation des concepts du système L-DACS, il faudrait pouvoir compléter ces études de brouillages dans un premier temps :

- avec d'autres équipements DME;
- avec la prise en compte de la fonction d'identification du signal utile DME;
- avec des récepteurs DME multi-canaux;
- avec la prise en compte de l'impact des phénomènes d'échos.

Avec la même méthodologie, il faudrait poursuivre les études de CRE en considérant le système L-DACS1 avec le système DME en scénario co-site. On aurait ainsi les résultats de CRE entre L-DACS1/2 et DME pour le scénario co-site, lesquels pourraient être complétés ultérieurement par des études similaires mettant en oeuvre L-DACS et d'autres systèmes existants dans la bande L (comme l'UAT ou le SSR) et dans ses bandes adjacentes (comme le GNSS). Cela fournirait des éléments de réponse suffisants pour évaluer l'utilité et la faisabilité d'implémentation des bus de suppression à bord des aéronefs, dont l'étude est actuellement en cours [84].

Dans un second temps, il est nécessaire de prendre en compte le phénomène réciproque : l'étude de l'effet d'un brouilleur DME sur un récepteur L-DACS2.

Concernant les autres scénarios de brouillage définis au chapitre 3, on pourrait adapter la méthode déterministe fréquentielle détaillée pour le scénario air - air. Par ailleurs, on pourrait établir une base de données des différents systèmes en bande L et bandes adjacentes avec les paramètres brouilleur/récepteur victime décrits au chapitre 2. On obtiendrait ainsi les séparations spatiales et/ou fréquentielles nécessaires pour avoir des conditions de compatibilité suffisantes entre L-DACS et les systèmes existants. Les résultats correspondant alors aux **pires situations de brouillage** (*i.e.* sans prendre en compte la dynamique des systèmes et les caractéristiques de leurs technologies) pour les différents scénarios. En ajoutant les marges de sécurité définies par les autorités aéronautiques, on obtiendrait les différents critères pour permettre la coexistence entre L-DACS et les systèmes déjà opérationnels. Or, d'après leurs spécifications, les signaux émis par un certain nombre de ces systèmes sont discontinus. L'introduction des paramètres temporels dans les études de CRE pour la totalité des scénarios de brouillage identifiés pourrait donner des résultats plus proches de la réalité et des critères de protection moins contraignants. Toutefois, cela nécessiterait des études plus approfondies, en particulier pour ne pas dégrader les marges de sécurité définies par les autorités aéronautiques lorsqu'il s'agit de systèmes contribuant à la sécurité des personnes et à la régularité des vols.

L'approche "fréquentielle-temporelle" pourrait enfin être généralisée pour l'étude de coexistence entre deux systèmes radioélectriques quelconques. La CRE basée sur les fréquences permet de déterminer les séparations nécessaires entre deux systèmes pour qu'ils puissent coexister, en supposant que le brouilleur émet des signaux continus et que le récepteur victime est susceptible d'être brouillé à tout instant. Toutefois, dans l'environnement actuel, le risque de brouillage est de plus en plus élevé et les degrés de liberté des approches de CRE existantes deviennent limités (proximité géographique et limitation de la ressource spectrale). La coexistence des systèmes devient un défi plus difficile à réaliser. En vue d'une modélisation plus précise des scénarios de brouillage, des paramètres liés à la dynamique des systèmes (exemple du taux d'occupation de canal) et d'autres liés à leurs technologies (exemple du gain de codage pour les technologies OFDM) paraissent nécessaires. L'importance de ces paramètres et un exemple d'application ont été mis en évidence dans les publications [IWT-2011] et [REV-IWT-2011] et font l'objet d'une prochaine publication dans une revue scientifique. La méthode proposée permettrait d'avoir, si cela est compatible avec le système considéré, des conditions de compatibilité requises moins contraignantes et donc de faciliter la coexistence entre systèmes radioélectriques.

In fine, des aspects non négligeables mais indispensables devront être aussi pris en considération compte tenu des émissions non désirées possibles des systèmes en bande adjacente et de phénomènes d'intermodulation éventuels. La liste est donc assez longue en termes de perspectives de poursuite de l'activité dans le domaine de la compatibilité radioélectrique appliquée à de nouveaux systèmes radioélectriques où la sécurité des personnes est un élément clé. Cette thèse aura permis d'ouvrir un domaine de recherche où se mêlent l'électromagnétisme, les radiocommunications et le traitement de signal afin d'assurer la compatibilité radioélectrique et contribuer donc à la sécurité des vols et des personnes.

Bilan de liaison L-DACS1

Ce bilan de liaison a été calculé dans les conditions d'espace libre en limite de portée définie dans les spécifications du système L-DACS1. Il permet d'évaluer le niveau maximal théorique de brouillage total tolérable par le récepteur L-DACS1 en limite de portée.

On note que ces calculs ne tiennent pas compte des marges de sécurité aéronautique. Ces marges devront être ajoutées lors des études de CRE entre L-DACS1 et les autres systèmes radioélectriques.

Bilan de liaison L-DACS1	Unités	Liaison Sol-air	Liaison Air-Sol
Puissance en sortie de l'émetteur	dBW	16	16
Pertes de cablage à l'émission	dB	2	3
Gain maximum d'antenne d'émission	dBi	8	5,4
PIRE	dBW	22	18,4
Fréquence d'émission	MHz	1164	1164
Portée de la liaison	Miles marins(NM)	200	
	mètres	370400	
Atténuation de propagation	dB	-145,1	-145,1
Gain maximum d'antenne de réception	dBi	5,4	8
Pertes d'implémentation	dB	4	4
Pertes de polarisation	dB	0	0
Pertes de câblage à la réception	dB	3	2
Niveau de signal reçu C	dBW	-124,7	-124,7
Niveau de signal reçu	dBm	-94,7	-94,7
Facteur de bruit	dB	6	5
Largeur de bande d'émission / réception	kHz	498,05	498,05
Densité de bruit	dBW/Hz	-195,0	-197
Niveau de bruit thermique	dBW	-138,0	-140,0
	dBm	-108,0	-110,0
SNR requis spécification	dB	5,0	5,0
SNR	dB	13,3	15,3
Marge (sans brouillage)	dB	8,3	10,3
Débit global	kbps	674	500,7
Taux d'utilisation du canal (duty cycle)	%	100	100
Rapport C/I (spécifications)	dB	12	12
Niveau de brouillage maximum correspondant	dBW	-136,7	-136,7
Densité spectrale max de brouillage	dBW/Hz	-193,7	-193,7
Densité spectrale maximale tolérable de bruit + brouillage	dBW/Hz	-191,3	-192,0

Figure A.1: Bilan de liaison complet du système L-DACS1.

Bilan de liaison L-DACS2

Ce bilan de liaison a été calculé dans les conditions d'espace libre en limite de portée définie dans les spécifications du système L-DACS2. Il permet d'évaluer le niveau maximal théorique de brouillage total tolérable par le récepteur L-DACS2 en limite de portée.

On note que ces calculs ne tiennent pas compte des marges de sécurité aéronautique. Ces marges devront être ajoutées lors des études de CRE entre L-DACS2 et les autres systèmes radioélectriques.

Bilan de liaison L-DACS2	Unités	Liaison Sol-air	Liaison Air-Sol
Puissance en sortie de l'émetteur	dBW	25,4	17
Pertes de cablage à l'émission	dB	2,5	3
Gain maximum d'antenne d'émission	dBi	8	5,4
PIRE	dBW	30,9	19,4
Fréquence d'émission	MHz	975	975
Portée de la liaison	Miles marins(NM)	200	
	mètres	370400	
Atténuation de propagation	dB	-143,6	-143,6
Gain maximum d'antenne de réception	dBi	5,4	8
Pertes d'implémentation	dB	4	4
Pertes de polarisation	dB	0	0
Pertes de câblage à la réception	dB	3	2,5
Niveau de signal reçu C	dBW	-114,3	-122,7
Niveau de signal reçu	dBm	-84,3	-92,7
Facteur de bruit	dB	10	7
Largeur de bande d'émission / réception	kHz	200	200
Densité de bruit	dBW/Hz	-191,0	-194,5
Niveau de bruit thermique	dBW	-138,0	-141,5
	dBm	-108,0	-111,5
SNR requis spécification	dB	8,4	8,4
SNR	dB	23,7	18,8
Marge (sans brouillage)	dB	15,3	10,4
Débit global	kbps	270,8	270,8
Taux d'utilisation du canal (duty cycle)	%	100	100
Rapport C/I (spécifications)	dB	9	9
Niveau de brouillage maximum correspondant	dBW	-123,3	-131,7
Densité spectrale max de brouillage	dBW/Hz	-176,3	-184,7
Densité spectrale maximale tolérable de bruit + brouillage	dBW/Hz	-176,2	-184,3

Figure B.1: Bilan de liaison complet du système L-DACS2.

Organisation de la communication

L-DACS1

La communication entre une station de base GS et un aéronef MS s'organise en super-trames (SF : "*Superframe*") de durée 240 μs et structurées comme à la figure C.1. Le début et fin de chaque SF dans le sens FL ("*Forward Link*", provenant de la GS) et RL ("*Reverse Link*", provenant de la MS) sont alignés.

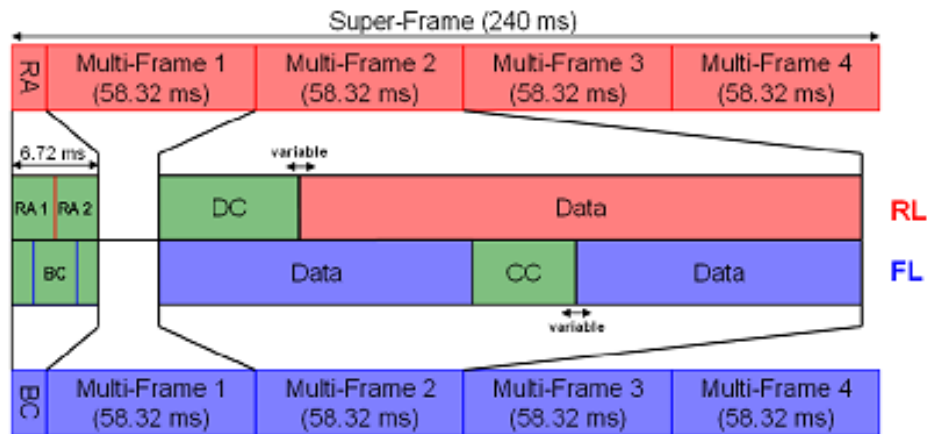


Figure C.1: Structure d'une super-trame, système L-DACS1 (source [5]).

Une super-trame FL est formée d'une trame de diffusion (BC : "*Broadcast*") d'une durée fixe = 6,72 μs , puis quatre multi-trames (MF : "*Multiframe*") d'une durée fixe = 58,32 μs chacune. La trame BC est formée par trois sous trames successives BC1 (602 symboles), BC2 (1120 symboles) et BC3 (602 symboles). Par ailleurs, chaque MF est divisée en neuf trames d'une durée de 6,48 μs chacune. Les quatre premières et les dernières trames contiennent des données utiles ("*Payload Data*") émises par la GS. A partir de la cinquième trame est émis le message de contrôle commun (CC : "*Common Control*").

D'autre part, une super-trame RL est formée d'une trame d'accès aléatoire (RA : "*Random Access*") d'une durée fixe = 6,72 μs , puis quatre multi-trames MF d'une durée fixe = 58,32ms chacune. La trame RA est divisée en deux sous trames de durée identiques et sa structure est donnée par la figure C.2. Les multi-trames

MF sont organisées en fragments appelés tuiles ("*tiles*"). Une tuile est formée par un segment de contrôle (DC : "*Dedicated Control*") et par un segment de données ("*Data*"). D'après les spécifications du système L-DACS1, une MS peut utiliser une seule sous trame RA et une seule tuile par super-trame.

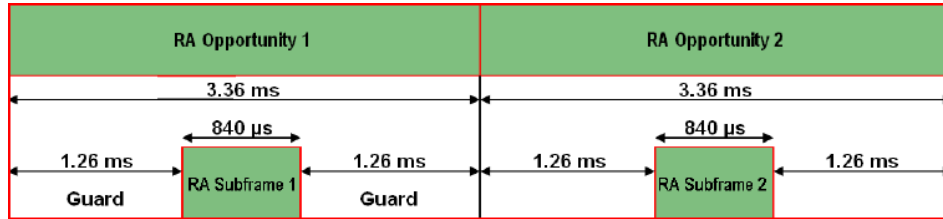


Figure C.2: Structure d'une trame d'accès aléatoire, système L-DACS1 (source [5]).

La communication pour le système L-DACS1 se déroule en six phases successives :

- Une MS écoute les informations de configuration diffusées par la GS vers toutes les MS dans sa zone de couverture dans BC2 (informations sur la cellule actuelle), BC1 et BC3 (informations sur les cellules adjacentes).
- La MS demande une connexion à la GS, dans une sous trame RA.
- La GS acquitte cette demande et indique à la MS la tuile qui lui sera allouée dans le message CC de la première SF.
- La MS acquitte cette allocation et formule sa demande de ressources à la GS dans le segment DC (sinon la MS y envoie un message "*Keep Alive*").
- La GS acquitte cette demande et annonce à la MS l'allocation des ressources si disponibles dans la partie CC de la même MF (sinon dans les MF suivantes).
- La MS émet ses données dans le segment "*Data*" de sa tuile.

Organisation de la communication

L-DACS2

La communication entre une station au sol GS et une station mobile MS s'organise en trames successives toutes les secondes et d'une durée fixe d'une seconde chacune. Une trame est formée par 150 unités de transmission appelées slots basiques "*Basic Slots*" de durée égale. Un slot est formé par élément de transmission radioélectrique, appelé "*burst*", et un temps de garde. Un slot basique RL est décrit à la figure D.1. Un slot FL est obtenu en y ajoutant un temps de garde avant la rampe montante.

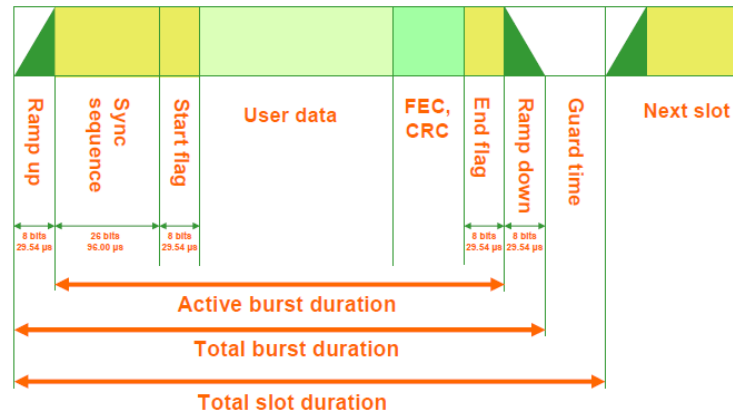


Figure D.1: Structure d'un slot basique RL, système L-DACS2 (source [6]).

Une trame est divisée en cinq sections mettant en évidence une alternance entre les messages FL et RL : deux sections UP1 et UP2 utilisées uniquement par la GS, et trois sections LoG2, CoS1 et CoS2 utilisées uniquement par la MS. La disposition des sections est présentée à la figure D.2. Par ailleurs, on illustre au tableau D.1 les durées des slots dans les différentes sections de la trame. Certaines sections ont une taille fixe et d'autres une taille variable en fonction de la demande mais la durée d'une section est un multiple de la durée d'un slot basique. Les demandes sont gérées par la GS de la cellule actuelle, indépendamment des configurations des GS des cellules voisines.

Dans une trame, une MS peut utiliser un slot du type LoG2 et un seul, un slot du type CoS1 et un seul, et de un à dix slots du type CoS2. En échange, une GS doit

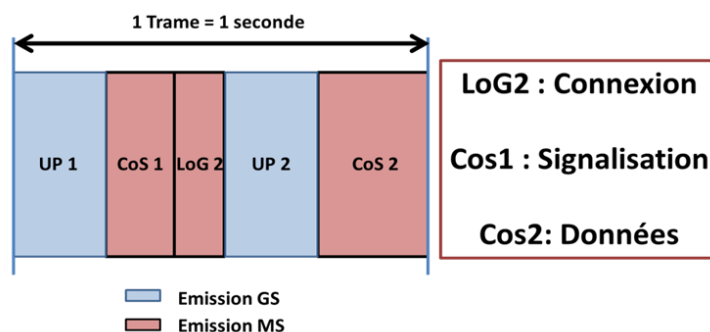


Figure D.2: Structure d'une trame, système L-DACS2.

Tableau D.1: Durée des slots dans les parties d'une trame L-DACS2.

Type de slot	Durée (en slots basiques)
UP1	2
CoS1	1/6
LoG2	1/2
UP2	2
CoS2	1

utiliser deux slots consécutifs dans UP1 puis deux slots consécutifs dans UP2 pour émettre un message vers une MS donnée.

Le déroulement de la communication s'effectue en six étapes consécutives :

- Une MS écoute les données de configurations relatives à la GS de la cellule diffusées par la GS au début de la partie UP1.
- La MS choisit aléatoirement un slot LoG2 et demande une connexion à la GS.
- **Dans la section UP1 de la trame suivante**, la GS acquitte la demande de la MS et lui alloue le slot CoS1 à utiliser pendant toute la durée de la communication.
- La MS transmet dans ce slot CoS1 ses besoins en ressources (nombre de slots à utiliser et priorité des messages à transmettre) ou un message du type "*Keep Alive*" pour maintenir la communication.
- La GS acquitte ce message dans UP2 en indiquant, s'ils existent, les numéros des slots disponibles et met en mémoire les messages non transmis en cas d'insuffisance.
- La MS acquitte le message et émet ses données en direction de la GS dans les slots qui lui ont réservés dans CoS2.

Critère de protection du récepteur L-DACS1

D'après les spécifications de L-DACS1 [5], le taux d'erreur binaire (TEB) physique (c'est-à-dire sans codage de canal) est égal à 10^{-3} . Le rapport SNR et le rapport E_b/N_0 correspondants sont déterminés par les courbes de performance du système L-DACS1 (figures E.1 et E.2 respectivement), obtenues par simulation MATLAB, avec un canal à Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG). Ainsi, pour atteindre un TEB physique de 10^{-3} , le SNR doit être au moins égal à 5 dB, ce qui correspond à E_b/N_0 de 2,3 dB.

A partir du tableau 2.2 (chapitre 2), et en utilisant l'équation 2.3, le bruit thermique du récepteur embarqué est égal à $N_{R,1} = -141$ dBW et celui du récepteur au sol est égal à $N'_{R,1} = -142$ dBW. En appliquant l'équation 2.4, on obtient alors une sensibilité égale $S_{R,1} = -133$ dBW pour le récepteur embarqué et $S'_{R,1} = -135$ dBW pour le récepteur au sol.

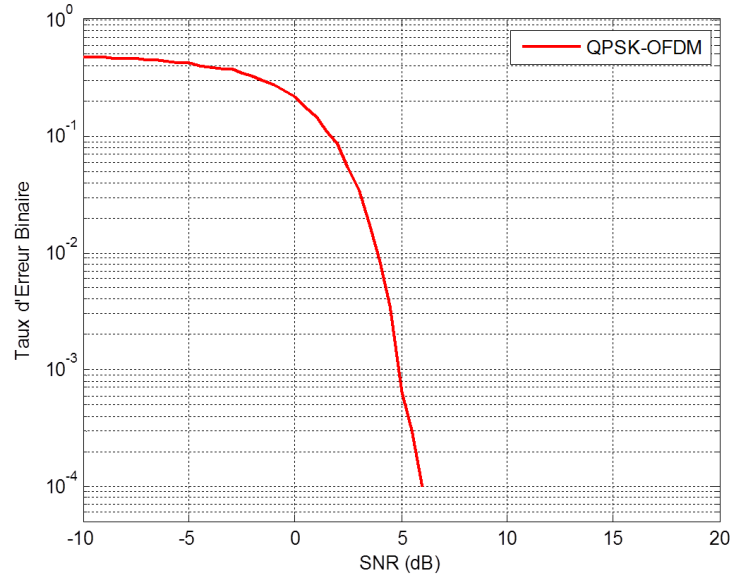


Figure E.1: Performances du système L-DACS1 en fonction du SNR.

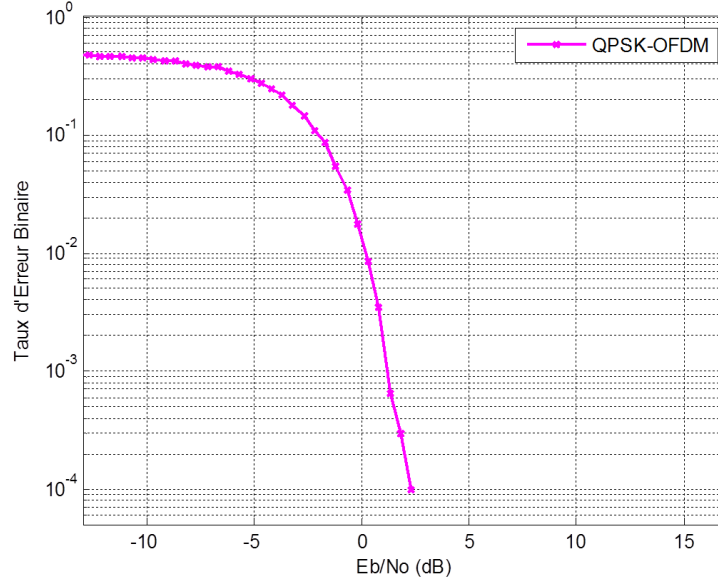


Figure E.2: Performances du système L-DACS1 en fonction de E_b/N_0 .

Il ne reste qu'à déterminer la puissance utile reçue en portée de la liaison L-DACS1. En supposant que seules les pertes en espace libre sont prises en compte et en considérant que la portée est de 200 NM comme précisé dans le tableau 2.2, ces pertes valent -145,1 dB. La puissance voulue est alors égale à $P_{U,1} = -115,7$ dBW (voir annexe A). Ces valeurs peuvent être corrigées par les effets des brouillages co-canal avec les L-DACS1 opérant dans des cellules adjacentes et les réflexions multiples au sol.

En appliquant l'équation 2.8, on obtient les densités maximales de puissance de brouillage tolérables à l'entrée des récepteurs : $I_{max,1} = -130,9$ dBW/MHz pour le récepteur embarqué et $I'_{max,1} = -128,8$ dBW/MHz pour le récepteur au sol. **On note que ces calculs ne tiennent pas compte des marges de sécurité aéronautique. Ces marges devront être ajoutées lors des études de CRE entre L-DACS1 et les autres systèmes radioélectriques.**

Critère de protection du récepteur L-DACS2

D'après les spécifications de L-DACS1 [6], le taux d'erreur binaire (TEB) physique (c'est-à-dire sans codage de canal) est égal à 10^{-3} . Le rapport SNR et le rapport E_b/N_0 correspondants sont déterminés par les courbes de performance du système L-DACS1 (figures F.1 et F.2 respectivement), obtenues par simulation MATLAB, avec un canal à Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG). Ainsi, pour atteindre un TEB physique de 10^{-3} , le SNR doit être au moins égal à 8,4 dB, ce qui correspond à E_b/N_0 de 7,5 dB.

A partir du tableau 2.5 (chapitre 2), et en utilisant l'équation 2.3, le bruit thermique du récepteur embarqué vaut $N_{R,2} = -141$ dBW et celui du récepteur au sol vaut $N'_{R,2} = -144$ dBW. En appliquant l'équation 2.4, on obtient alors une sensibilité $S_{R,2} = -129,6$ dBW pour le récepteur embarqué et $S'_{R,2} = -133,1$ dBW pour le récepteur au sol.

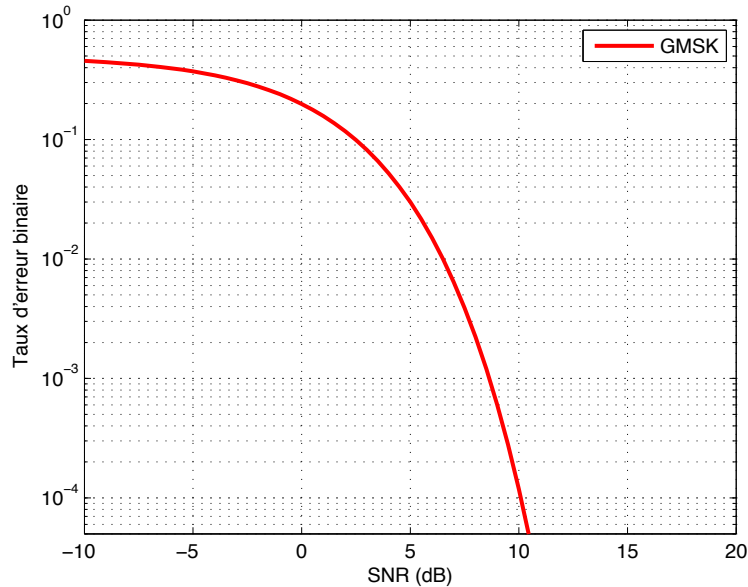


Figure F.1: Performances du système L-DACS2 en fonction du SNR.

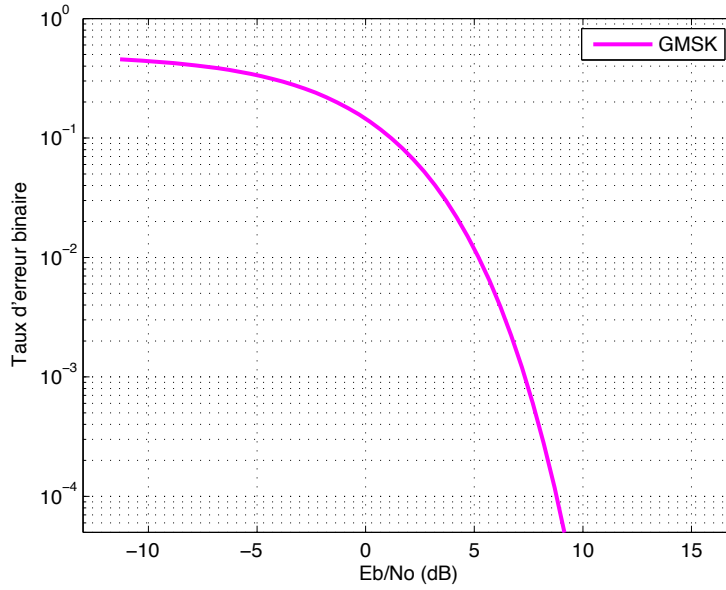


Figure F.2: Performances du système L-DACS2 en fonction de E_b/N_0 .

Il ne reste qu'à déterminer la puissance utile reçue en portée de la liaison L-DACS2. En supposant que seules les pertes en espace libre sont prises en compte et en considérant que la portée est de 200 NM comme précisé dans le tableau 2.5, ces pertes valent -143,6 dB. La puissance voulue est alors égale à $P_{U,2} = -111,8$ dBW pour le récepteur embarqué et à $P'_{U,2} = -120,2$ dBW pour le récepteur au sol (voir annexe B). Ces valeurs peuvent être corrigées par les effets des brouillages co-canal avec les L-DACS2 des cellules adjacentes et les réflexions multiples au sol.

En appliquant l'équation 2.8, on obtient les densités maximales de puissances de brouillage tolérables à l'entrée des récepteurs : $I_{max,2} = -133,2$ dBW/MHz pour le récepteur embarqué et $I'_{max,2} = -138,3$ dBW/MHz pour le récepteur au sol. **On note que ces calculs ne tiennent pas compte des marges de sécurité aéronautique. Ces marges devront être ajoutées lors des études de CRE entre L-DACS2 et les autres systèmes radioélectriques.**

Vers l'automatisation des expérimentations

Dans le chapitre 5, on a mené une campagne expérimentale pour évaluer l'effet d'un brouilleur L-DACS2 sur le récepteur interrogateur DME. Dans le cadre de la thèse, on a effectué les mesures pour un canal DME précis et quelques valeurs du signal utile. Ayant remarqué que de telles expérimentations sont longues et que le protocole expérimental est itératif, on s'est proposé de les automatiser afin de faciliter d'éventuels essais ultérieurs. En effet, il serait intéressant de pouvoir effectuer des tests supplémentaires en faisant varier d'autres paramètres (en choisissant par exemple un autre canal DME).

L'élément clé pour pouvoir automatiser les mesures est de savoir comment **traduire l'information de synchronisation** entre les deux équipements DME. Pour ce faire, on a branché un analyseur de signal en amont du récepteur interrogateur DME (voir figure 5.6, chapitre 5). L'analyseur est présenté à la figure G.1.



Figure G.1: Analyseur de signal Agilent N9010A.

G.1 Comment analyser l'information de synchronisation DME ?

En observant les données affichées par l'analyseur de signal en mode "*zero span*" (c'est à dire quand on observe le signal dans le domaine temporel) et sur une fenêtre temporelle d'une seconde, on remarque que :

- En mode recherche, l'interrogateur émet environ 9 paires d'impulsions toutes les 100 μs , comme l'indique la figure G.2;
- En mode poursuite, l'interrogateur émet environ 2 paires d'impulsions toutes les 100 μs , comme l'indique la figure G.3;
- Ces deux phénomènes sont observés et reproduits sur toute les secondes.

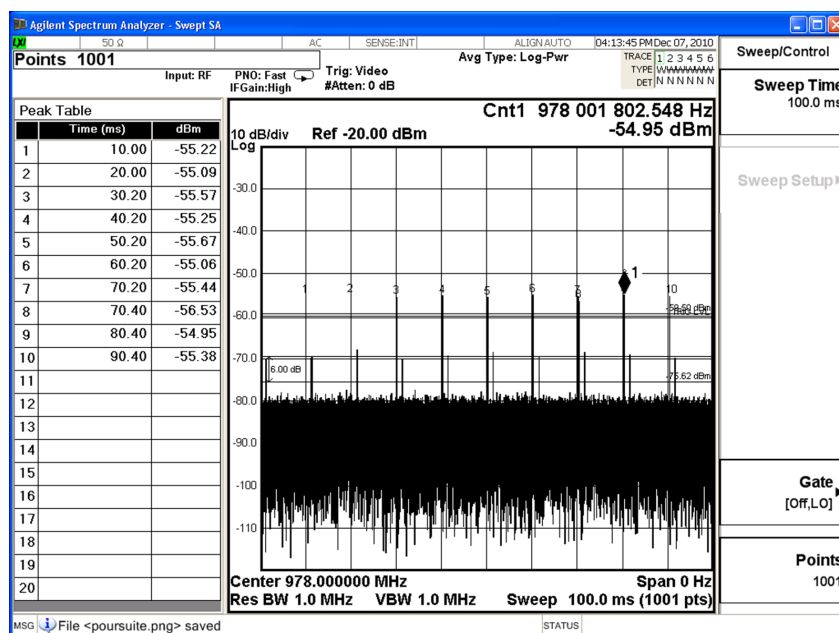


Figure G.2: Signal DME affiché par l'analyseur en mode recherche.

G.2 Comment récupérer l'information de synchronisation DME ?

On se place donc en mode "*zero span*" et on récupère sur ordinateur les données du signal seconde par seconde. Pour ce faire, on affiche le tableau de pics du signal observé à l'aide de la fonctionnalité "*peak table*" de l'analyseur (voir les figures G.2 et G.3). Il s'agit d'un tableau de 2 colonnes où la première est le temps (en s)

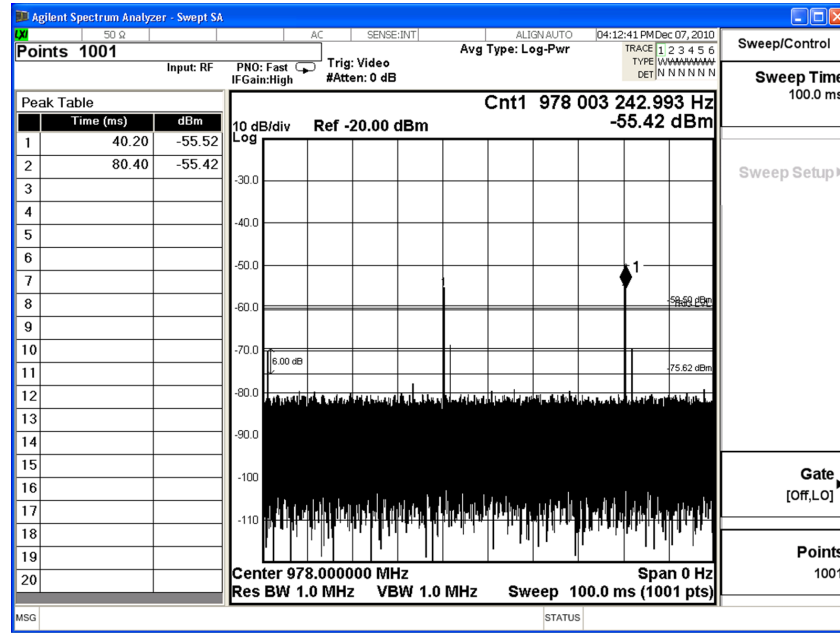


Figure G.3: Signal DME affiché par l'analyseur en mode poursuite.

et la deuxième est la puissance (en dBm). Lorsque l'interrogateur DME n'est pas synchronisé avec le transpondeur, ce tableau contient 9 points, alors que lorsqu'il devient synchronisé, le nombre de points passe **instantanément** à 2 (et vice versa).

G.3 Comment automatiser les mesures ?

On commence par l'initialisation du programme. En effet, on définit deux configurations pour le transpondeur :

- *MODE 1* : Transpondeur AEROFLEX allumé et mode test lancé (mode poursuite). Soit N_p le nombre de pics détectés du signal correspondant.
- *MODE 2* : Transpondeur AEROFLEX allumé mais test en mode "STOP" (mode recherche). Soit N_r le nombre de pics détectés du signal correspondant.

Soit N le nombre de pics du signal mesuré sur une fenêtre temporelle $[T, T+1s]$. On sait que deux situations sont possibles : $N \simeq N_p$ ou $N \simeq N_r$.

Les deux algorithmes présentés ci-après supposent que l'on est capable de contrôler la puissance du générateur L-DACS2, d'activer *MODE 1*/*MODE 2* et de récupérer instantanément le tableau des pics de l'analyseur de signal.

G.3.1 Algorithme pour le calcul du BSOP

1 - On active le *MODE 1*.

2 - A $T = t_0$ secondes ($t_0 = 0$), on active le signal du brouilleur L-DACS2 (selon le protocole expérimental : partie 5.4.2.4, chapitre 5) avec une puissance $P = -90$ dBm.

3 - On procède de la manière suivante :

3.1 - On relève le tableau des pics sur la fenêtre $[t'_0, t'_0 + 1s]$ avec $t'_0 = t'_0 + \beta$ (β en s, étant le temps maximal de synchronisation choisi pour la mesure BSOP).

3.2 - Si $N = N_p \pm 1$, alors la synchronisation est réussie. Ainsi :

3.2.1 - on refait l'étape 2 avec $P' = P + 1$ dBm

3.2.2 - on refait l'étape 3.1

3.2.3 - si le résultat de l'étape 3.2 est vérifié, on refait l'étape 2 avec $P'' = P + 2$ dBm jusqu'à avoir le résultat de l'étape 3.3

3.3 - Si $N = N_r(\pm 1)$ alors la synchronisation a échoué. Ainsi :

3.3.1 - on refait l'étape 2 avec $P' = P - 1$ dBm

3.3.2 - on refait l'étape 3.1

3.3.3 - si le résultat de l'étape 3.2 est observé, alors $P(BSOP) = P$

3.3.4 - si le résultat de l'étape 3.3 est observé, on refait l'étape 2 avec $P'' = P - 2$ dBm jusqu'à avoir le résultat de l'étape 3.2

G.3.2 Algorithme pour le calcul du ASOP

1 - On active le *MODE 2* et le signal du brouilleur L-DACS2 (selon le protocole expérimental) avec une puissance $P = P(BSOP)$ dBm.

2 - A $T = t_0$ secondes ($t_0 = 0$), on active le *MODE 1*.

3 - On procède de la manière suivante :

3.1 - On relève le tableau des pics sur la fenêtre $[t'_0, t'_0 + 1s]$ avec $t'_0 = t'_0 + \alpha$ (α en s, étant le temps maximal de synchronisation choisi pour la mesure ASOP).

3.2 - Si $N = N_r(\pm 1)$ alors la synchronisation a échoué. Ainsi :

3.2.1 - on réactive le *MODE 1* pendant 30 secondes (pour attendre l'expiration du temps de mémoire de l'interrogateur DME).

3.2.2 - on refait l'étape 2 avec $P' = P - 1 \text{ dBm}$

3.2.3 - on refait l'étape 3.1

3.2.4 - si le résultat de l'étape 3.3 est observé, alors $P(ASOP) = P'$

3.2.5 - si le résultat de l'étape 3.2 est observé, on refait l'étape 2 avec $P'' = P - 2 \text{ dBm}$ jusqu'à avoir le résultat de l'étape 3.3

3.3 - Si $N = N_p \pm 1$, alors la synchronisation est réussie. Ainsi :

3.3.1 - on refait l'étape 2 avec $P' = P + 1 \text{ dBm}$

3.3.2 - on refait l'étape 3.1

3.3.3 - si le résultat de l'étape 3.3 est vérifié, on refait l'étape 2 avec $P'' = P + 2 \text{ dBm}$ jusqu'à avoir le résultat de l'étape 3.2

Bibliographie

- [1] *Medium Term Forecast - Flight Movements 2011-2017*, EUROCONTROL, February 2011. (Cité pages [xiii](#), [1](#) and [10](#).)
- [2] Memorandum of Cooperation, “Action Plan 17 - Future Communications Study - Final Conclusions and Recommendations Report,” EUROCONTROL/FAA, Tech. Rep. Version 1.1, 2007. (Cité pages [xiii](#), [3](#), [4](#), [5](#) and [12](#).)
- [3] J. E. Hakegard, “SECOMAS : Spectral Efficient COMMunications for future Aeronautical Services,” in *VERDIKT Conference Proceedings*, 2007. (Cité pages [xiii](#) and [11](#).)
- [4] Electronic Communications Committee (ECC), “Report from CEPT to the European Commission in response to task 3 of the Mandate to CEPT on the 900/1800 MHz bands - "Compatibility between UMTS and existing and planned aeronautical systems above 960 MHz",” European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), Tech. Rep. 42 (Final Report), 2010. (Cité pages [xiii](#), [14](#), [29](#), [67](#) and [76](#).)
- [5] European Organization for the Safety of Air Navigation, “L-DACS1 System Definition Proposal: Deliverable D2,” EUROCONTROL, Tech. Rep. Edition 1.0, 2009. (Cité pages [xvi](#), [13](#), [16](#), [123](#), [124](#) and [127](#).)
- [6] —, “L-DACS2 System Definition Proposal: Deliverable D2,” EUROCONTROL, Tech. Rep. Version 1.0, 2009. (Cité pages [xvi](#), [xvii](#), [13](#), [17](#), [33](#), [34](#), [78](#), [97](#), [109](#), [125](#) and [129](#).)
- [7] —, “L-DACS2 Transmitter and Receiver prototype equipment specifications : Deliverable D3,” EUROCONTROL, Tech. Rep. Version 1.2, 2009. (Cité pages [xvii](#), [13](#), [17](#), [30](#), [33](#) and [78](#).)
- [8] *Convention on International Civil Aviation*, 9th ed., International Civil Aviation Organization, 2006, doc 7300/9. (Cité page [10](#).)
- [9] *La Convention relative à l’aviation civile internationale - Annexes 1 à 18*, Organisation de l’Aviation Civile Internationale. (Cité page [10](#).)
- [10] M. Sajatovic and M. Schnell, “Future Aeronautical Communications Concepts and Their Impact on ATM Procedures,” in *Air Traffic Control Association (ATCA) conference Proceedings*, 2005. (Cité page [10](#).)
- [11] D. Stacey, *Aeronautical Radio Communication Systems and Networks*, ISBN n° 978-0-470-01859-0, Ed. John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England, 2008. (Cité page [10](#).)

- [12] D. Stacey and C. Pelmoine, "Aeronautical Mobile Communications Panel - Working Group F - Agenda Item 13 : additional spectrum," International Civil Aviation Organization, meeting contribution, 2002. (Cité page 10.)
- [13] Future Communication Study - Operational Concepts and Requirements Team, "Future Communications Infrastructure - Technology Investigations - Evaluation Scenarios," EUROCONTROL/FAA, Tech. Rep., 2007, version 1.0. (Cité page 10.)
- [14] —, "Communications Operating Concept and Requirements for the Future Radio System," EUROCONTROL/FAA, Tech. Rep., 2007, version 2.0. (Cité pages 10 and 12.)
- [15] W. Schütz and M. Schmidt, "Final Report - Radio Frequency Spectrum Requirement Calculations for Future Aeronautical Mobile (Route) System. AM(R)S," LS Telecom, Tech. Rep. TRS-125/02, 2003, version 1.1. (Cité page 10.)
- [16] M. Sajatovic, M. Schnell, J. Schwarz and I. Enammer, "B-VHF Functional Principles and Architecture," Frequentis GMBH, Report D-06 Ref. UNISBG.FBSCICOMP.2005.B-VHF.D6.0, 2005, issue 1.0. (Cité page 11.)
- [17] B. Haindl, M. Sajatovic, C. Rihacek, J. Prinz and M. Schnell, "B-VHF, A Multi-Carrier Broadband Communications Concept for Air Traffic Management in the VHF Band," in *Integrated Communications, Navigation and Surveillance Conference (ICNS) Proceedings*, 2004. (Cité page 11.)
- [18] M. Schnell, E. Haas, M. Sajatovic, C. Rihacek and B. Haindl, "B-VHF-An Overlay System Concept for Future ATC Communications in the VHF Band," in *Digital Avionics Systems Conference (DASC) Proceedings*, 2004. (Cité page 11.)
- [19] M. Sajatovic, C. Rihacek, B. Haindl, M. Schnell, S. Brandes and S. Gligorevic, "Broadband VHF (B-VHF) Project Achievements and Follow-on Activities," in *Integrated Communications, Navigation and Surveillance Conference (ICNS) Proceedings*, 2007. (Cité page 11.)
- [20] B. Haindl, M. Sajatovic, C. Rihacek, C. Rokitansky and M. Schnell, "Technical and Operational Aspects of Migration Concepts of a Broadband VHF Communication System (B-VHF)," in *Integrated Communications, Navigation and Surveillance Conference (ICNS) Proceedings*, 2006. (Cité page 11.)
- [21] S. Brandes, I. Cosovic and M. Schnell, "Techniques for Ensuring Co-existence Between B-VHF and Legacy VHF Systems," in *IEEE Aerospace Conference Proceedings*, 2006. (Cité page 11.)

- [22] I. Cosovic, S. Brandes, M. Schnell and B. Haindl, "Physical Layer Design for a Broadband Overlay System in the VHF Band," in *Digital Avionics Systems Conference (DASC) Proceedings*, 2005. (Cité page 11.)
- [23] K. van den Boogaard, "Aeronautical Mobile Communications Panel (AMCP) - Eighth meeting - Agenda Item 2 : Future air/ground Data Link Systems - The IATA position on the use of 8.33 kHz," International Air Transport Association (IATA), meeting contribution, 2003, aMCP/8-WP/40. (Cité page 11.)
- [24] FAA/EUROCONTROL COOPERATIVE R&D, "Action Plan 17 : Future Communication Study - Terms of reference," 2004, doc. Reference Ap17-04-TOR-V1.0. (Cité page 12.)
- [25] —, "Action Plan 17 : Future Communications Study - Annual Research Work Plan," 2004, doc. Reference AP17-04-Wp04-v1.0. (Cité page 12.)
- [26] Joint Planning & Development Office, "Next Generation Air Transportation System - Integrated Plan," 2004. (Cité page 12.)
- [27] Joint Planning and Development Office, "Concept of Operations for the Next Generation Air Transportation System," 2007, version 2.0. (Cité page 12.)
- [28] Commission européenne - Direction générale Énergie et Transports, "Le programme SESAR - Pour des transports aériens plus sûrs, moins chers et plus efficaces," 2005. (Cité page 12.)
- [29] SESAR Consortium, "SESAR Definition Phase - Deliverable D6 - Work Programme for 2008 - 2013," co-funded by the European Commission and EUROCONTROL, Tech. Rep., 2008, doc. Reference D L M - 0710 - 002 - 02 - 00. (Cité page 12.)
- [30] "NASA & The Next Generation Air Transportation System (NEXTGEN)," Information paper, 2007. (Cité page 12.)
- [31] Council of the European Union, "Proposal for a Council Regulation on the establishment of a Joint Undertaking to develop the new generation European air traffic management system (SESAR)," 2006, doc. Reference 10402/06 AVIATION 88. (Cité page 12.)
- [32] Y. Sumiya and J. Kitaori, "Air-Ground Datalink Study in ENRI," Electronic Navigation Research Institute (ENRI), meeting contribution, NexSAT 10th / AGCFG 5th Meeting, 2008, doc. Reference NexSAT10 - AGCFG5. (Cité page 12.)
- [33] S. Nagaoka, "Long-term Vision of ENRI's Research and Development," Electronic Navigation Research Institute, Tech. Rep. Version.4, 2008, translated from Japanese Text. (Cité page 12.)

- [34] Y. Sumiya, J. Kitaori and N. Kanada, "Aeronautical Communications Panel (ACP) - Third Meeting of the Working Group of the Whole - Agenda Item 2: Future Communication Infrastructure, progress update and recommendations - Status of Air-Ground Datalink Study in ENRI/Japan," International Civil Aviation Organization, meeting information paper, 2010, doc. Reference ACP-WGW03/IP-02. (Cité page 12.)
- [35] C. Bauer and S. Ayaz, "A Thorough Investigation of Mobile IPv6 for the Aeronautical Environment," in *Vehicular Technologies Conference (VTC-fall) Proceedings*, 2008. (Cité page 12.)
- [36] K. Leconte, N. Riera, F. Schreckenbach and P. Platt, "Data Link Technology Characterization for NEWSKY Aeronautical Communication Network," in *Advanced Satellite Mobile Systems (ASMS)*, 2008. (Cité page 12.)
- [37] S. Ayaz, C. Bauer, C. Kissling, F. Schreckenbach, F. Arnal, C. Baudoin, K. Leconte, M. Ehammer and T. Graeupl, "Architecture of an IP-based Aeronautical Network to Integrate Satellite and Terrestrial Data Links," in *Integrated Communications, Navigation and Surveillance (ICNS) Conference Proceedings*, 2009. (Cité page 12.)
- [38] ITT Industries, "Technology Assessment for the Future Aeronautical Communications System," National Aeronautics and Space Administration (NASA) - Glenn Research Center, Tech. Rep. TR 04055 - Prepared under Contract NAS3 - 00174, Task Order 3, 2005, doc. Reference NASA-CR-2005-213587. (Cité page 12.)
- [39] T. Gilbert, G. Dyer, S. Henriksen, J. Berger, J. Jin and T. Boci, "Identification of Technologies for Provision of Future Aeronautical Communications," National Aeronautics and Space Administration (NASA) - Glenn Research Center, Tech. Rep. TR06027 - Prepared under Contract NNC05CA856, 2006, doc. Reference NASA/CR-2006-214451. (Cité page 12.)
- [40] European Organization for the Safety of Air Navigation, "Future Communications Infrastructure - Technology Investigations - Step 1: Initial Technology Shortlist," EUROCONTROL, Tech. Rep. Edition 1.2, 2006, doc. Reference ACP/1-IP/4. (Cité page 12.)
- [41] QinetiQ, "Future Communications Infrastructure - Step 2: Technology Assessment Results," for EUROCONTROL, Tech. Rep. Edition 1.0, 2007. (Cité page 12.)
- [42] N. Fistas and B. Phillips, "Action Plan 17 - Future Communications Study - Final Conclusions and Recommendations Report," in *Digital Avionics Systems Conference (DASC) Proceedings*, 2007. (Cité page 12.)

- [43] International Civil Aviation Organization, “First meeting of ICAO ACP Working Group T (Technology) - Final Report,” ICAO, Tech. Rep., 2007. (Cité page 12.)
- [44] R. Kerczewski, J. Budinger and T. Gilbert, “Technology Assessment Results of the Eurocontrol/FAA Future Communication Study,” in *IEEE Aerospace Conference Proceedings*, 2006. (Cité page 13.)
- [45] T. Gilbert, J. Jin, J. Berger, S. Henriksen and J. Budinger, “Future Communication Study Technology Investigation Conclusions and Recommendations,” in *Integrated Communications, Navigation and Surveillance Conference (ICNS) Proceedings*, 2008. (Cité page 13.)
- [46] A. Barba, “Aero-Wimax,” Presentation - SELEX Communications - Advanced Solutions, Technologies Dept, 2008. (Cité page 13.)
- [47] European Organization for the Safety of Air Navigation, “IEEE 802.16E System Profile Analysis for FCI’s Airport Surface Operation,” EUROCONTROL, Tech. Rep. Edition 1.3, 2009. (Cité page 13.)
- [48] N. Fistas, “Future Aeronautical Communication System - FCI,” in *Integrated Communications, Navigation and Surveillance Conference (ICNS)*, 2009. (Cité page 13.)
- [49] European Organization for the Safety of Air Navigation, “L-DACS1 System Definition Proposal: Deliverable D3 : Design Specifications for L-DACS1 Prototype,” EUROCONTROL, Tech. Rep. Version 1.0, 2009. (Cité pages 13, 16 and 30.)
- [50] M. S. Kuran and T. Tugcu, “A survey on emerging broadband wireless access technologies,” *Computer Networks*, vol. 51, pp. 3013–3046, August 2007. (Cité page 13.)
- [51] International Telecommunication Union, “World Radiocommunication Conference (WRC-12) - Plenary Meeting - Preliminary European Common Proposals for the Work of the Conference - Part 4 - Agenda Item 1.4,” Approved, 2009. (Cité pages 13 and 35.)
- [52] International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector, “Methodology for assessing the maximum aggregate equivalent power flux-density at an aeronautical radionavigation service station from all radionavigation-satellite service systems operating in the 1 164-1 215 MHz band,” Recommendation ITU-R M.1642-2, 2007. (Cité page 14.)
- [53] Union Internationale des Télécommunications - Secteur des Radiocommunications, “Diagrammes de rayonnement de référence des antennes équidirectives, sectorielles et autres antennes des systèmes du type point à multipoint, à

- utiliser pour les études de partage dans la gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et environ 70 GHz,” Recommendation UIT-R F.1336-2, 2007. (Cité pages 14 and 28.)
- [54] M. Sajatovic, “B-AMC Operating Concept and Development Scenarios,” FREQUENTIS AG - Project Title : Broadband Aeronautical Multi-Carrier Communications System, Tech. Rep. Report D 2.2 Issue 1.0, 2007, doc. Reference CIEA15 - EN502.10. (Cité page 16.)
 - [55] European Organization for the Safety of Air Navigation (EUROCONTROL), “FCI Technology Investigations - P34: An overview,” 2007, powerpoint presentation, Doc. Reference AGCFG/4. (Cité page 16.)
 - [56] European Organization for the Safety of Air Navigation, “Future Communications Infrastructure - Technology Investigations - Description of AMACS,” EUROCONTROL, Tech. Rep. Edition 1.0, 2007. (Cité page 17.)
 - [57] AVIONICS in BRIEF, “LDL (xDL-3) VDL3+UAT in DME Band... A Hybrid Candidate Technology for L Band Communications,” May 2008, issue 3. (Cité page 17.)
 - [58] K. Murota and K. Hirade, “GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 29, pp. 1044–1050, 1981. (Cité pages 17 and 93.)
 - [59] M. Foegelle, “Coexistence of converged wireless communication devices,” *IEEE Pratical Papers, Articles and Application Notes*, vol. Special issue, pp. 77–78, 2006. (Cité page 18.)
 - [60] E. Yalçın, “Conception d’un outil d’analyse de compatibilité radioélectrique pour évaluer la performance des systèmes « multi formes d’onde »,” Ph.D. dissertation, Université Pierre et Marie Curie, 2009, thèse de Doctorat en Electronique. (Cité pages 27 and 76.)
 - [61] ECO : European Communication Office, *Spectrum Engineering Advanced Monte-Carlo Tool : SEAMCAT Handbook*, January 2010. (Cité page 27.)
 - [62] European Radiocommunications Committee (ERC), “Monte-Carlo simulation methodology for the use in sharing and compatibility studies between different radio services or systems,” within the European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), Naples, Tech. Rep. ERC REPORT 68, 2000, revised in Regensburg, May 2001 and Baden, June 2002. (Cité page 27.)
 - [63] International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector, “Unwanted emissions in the out-of-band domain,” Recommendation ITU-R SM.1541-1, 2002. (Cité page 28.)

- [64] —, “Unwanted emissions in the spurious domain,” Recommendation ITU-R SM. 329-10, 2007. (Cité page 28.)
- [65] —, “Selectivity of receivers,” Recommendation ITU-R SM 332-4, 1978. (Cité page 28.)
- [66] —, “Noise and Sensitivity of receivers,” Recommendation ITU-R SM 331-4, 1978. (Cité page 28.)
- [67] —, “Calculation of free space attenuation,” Recommendation ITU-R P. 525-2, 1994. (Cité page 29.)
- [68] —, “Propagation by diffraction,” Recommendation ITU-R P. 526-11, 2009. (Cité page 29.)
- [69] Union Internationale des Télécommunications - Secteur des Radiocommunications, “Courbes de Propagation dans les bandes d’Ondes Métriques, Décimétriques et Centimétriques pour le Service Mobile Aéronautique et le Service de Radionavigation Aéronautique,” Recommendation UIT-R P. 528-2, 1986. (Cité page 29.)
- [70] International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector, “Frequency and distance separations,” Recommendation ITU-R SM. 337-6, 2008. (Cité page 29.)
- [71] —, “Frequency Sharing Between Systems in the Fixed-Satellite Service and Radio-Relay Systems in the Same Frequency Bands,” Recommendation ITU-R SF. 355-4, 1992. (Cité page 29.)
- [72] —, “Limitation of radiation from Industrial, Scientific and Medical (ISM) equipment,” Recommendation ITU-R SM. 1056-1, 2007. (Cité page 29.)
- [73] Electronic Communications Committee (ECC), “Report from CEPT to the European Commission in response to task 3 of the Mandate to CEPT on the 900/1800 MHz bands - "Compatibility between LTE and WiMAX operating within the bands 880-915 MHz / 925-960 MHz and 1710-1785 MHz / 1805-1880 MHz (900/1800 MHz bands) and systems operating in adjacent bands",” European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), Tech. Rep. 41 (Final Report), 2010. (Cité page 29.)
- [74] —, “Compatibility between GSM MCBTS and other services (TRR, RSBN-PRMG, HC-SDMA, GSM-R, DME, MIDS, DECT) operating in the 900 and 1800 MHz frequency bands,” European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), Tech. Rep. 146, 2010. (Cité pages 29 and 37.)
- [75] —, “Compatibility studies between pseudolites and services in the frequency bands 1164-1125, 1215-1300 and 1559-1610 MHz,” European Conference of

- Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), Tech. Rep. 128, 2009. (Cité page 29.)
- [76] —, “Compatibility between UMTS 900-1800 and systems operating in adjacent bands,” European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), Tech. Rep. 96, 2007. (Cité page 29.)
- [77] —, “Compatibility between GSM equipment on board aircraft and terrestrial networks,” European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), Tech. Rep. 93, 2008. (Cité page 29.)
- [78] —, “Compatibility study for UMTS operating within the GSM 900 and GSM 1800 frequency bands,” European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), Tech. Rep. 82, 2006. (Cité page 29.)
- [79] European Radiocommunications Committee (ERC), “Report on co-frequency co-coverage sharing issues between two CDMA systems,” European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), Tech. Rep. 59, 1997. (Cité page 29.)
- [80] Sinja Brandes, “Suppression of Mutual Interference in OFDM Based Overlay Systems,” Ph.D. dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), 2009, ISSN 1433-3821. (Cité page 31.)
- [81] M. Schnell, S. Brandes, S. Gligorevic, M. Walter, C. Rihacek, M. Sajatovic and B. Haindl, “Interference Mitigation for Broadband L-DACS,” in *27th Digital Avionics Systems Conference*, 2008. (Cité pages 31 and 32.)
- [82] International Civil Aviation Organization, *Manual on the Universal Access Transceiver (UAT)*, 1st ed., 2009, doc 9861 AN/460 - ISBN 978-92-9231-297-8. (Cité page 33.)
- [83] U.S. Department of Transportation - Federal Aviation Administration (FAA), “Introduction to TCAS II Version 7,” November 2000. (Cité page 34.)
- [84] J. Micallef and R. Womersley, “FCI Technology Investigations: L-band Compatibility Criteria and Interference Scenarios Study - Deliverables C7: Assessment on the potential use of the onboard suppression bus for L-DACS operation,” HELIOS (for EUROCONTROL), Tech. Rep. Edition 1.0 (Status : Final), 2009, doc. reference P1031 C7. (Cité pages 34 and 116.)
- [85] International Civil Aviation Organization, *Aeronautical Telecommunications - Annex 10 to the Convention on International Civil Aviation - Volume 1: Radio Navigation Aids*, 6th ed., amendment 84, July 2009. (Cité pages 36 and 67.)

- [86] —, *Aeronautical Telecommunications - Annex 10 to the Convention on International Civil Aviation - Volume 3: Communication Systems (Part I - Digital Data Communication Systems, Part II - Voice Communication Systems*, 2nd ed., amendment 83, July 2008. (Cité page 36.)
- [87] —, *Aeronautical Telecommunications - Annex 10 to the Convention on International Civil Aviation - Volume 4: Surveillance and Collision Avoidance Systems*, 4th ed., July 2007. (Cité page 36.)
- [88] Z. Dobrosavljevic and A. Arumugam, “L-Band 3G Ground - Air Communication System Interference Study,” Roke Manor Research Ltd, produced for EUROCONTROL, Tech. Rep., December 2006. (Cité page 37.)
- [89] M. Timo, *GSM, GPRS and EDGE Performance - Evolution Towards 3G/UMTS*, 2nd ed., T. Halonen, J. Romero and J. Melero, Ed. John Wiley & Sons, Ltd, 2002, no. ISBN 0-470-86694-2. (Cité page 37.)
- [90] F. Bastide, “Analyse de la Capacité d’Utilisation des Futurs Signaux Galileo E5a/E5b et GPS L5 et leurs Intérêts pour l’Aviation Civile,” Ph.D. dissertation, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004. (Cité page 37.)
- [91] Radio Technical Commission for Aeronautics (RTCA), “Assessment of Radio Frequency Interference Relevant to the GNSS L5/E5A Frequency Band,” July 2004, document RTCA DO-292, prepared by SC-159. (Cité page 37.)
- [92] European Organisation for Civil Aviation Equipment, “EUROCAE Working Group Activity,” 2005. (Cité page 37.)
- [93] European Commission - Enterprise and Industry Directorate-General, “Standardisation of GNSS Aviation Antenna - Tender Specifications,” March 2011, open procedure 2011/S 60-096428. (Cité page 37.)
- [94] J. Micallef, “FCI Technology Investigations: L-band Compatibility Criteria and Interference Scenarios Study - Deliverable C1: Compatibility criteria and test specification for DME,” Helios for EUROCONTROL, Tech. Rep. P1031C1, August 2009. (Cité page 38.)
- [95] —, “FCI Technology Investigations: L-band Compatibility Criteria and Interference Scenarios Study - Deliverable C2: Compatibility criteria and test specification for UAT,” Helios for EUROCONTROL, Tech. Rep. P1031C2, August 2009. (Cité page 38.)
- [96] —, “FCI Technology Investigations: L-band Compatibility Criteria and Interference Scenarios Study - Deliverable C3: Compatibility criteria and test specification for SSR systems,” Helios for EUROCONTROL, Tech. Rep. P1031C3, August 2009. (Cité page 38.)

- [97] —, “FCI Technology Investigations: L-band Compatibility Criteria and Interference Scenarios Study - Deliverable C4: Compatibility criteria and test specification for GSM/UMTS900,” Helios for EUROCONTROL, Tech. Rep. P1031C4, August 2009. (Cité page 38.)
- [98] —, “FCI Technology Investigations: L-band Compatibility Criteria and Interference Scenarios Study - Deliverable C5: Compatibility criteria and test specification for GNSS,” Helios for EUROCONTROL, Tech. Rep. P1031C5, August 2009. (Cité page 38.)
- [99] —, “FCI Technology Investigations: L-band Compatibility Criteria and Interference Scenarios Study - Deliverable C6 and S6: Compatibility criteria (C6) and Interference scenarios (S6) for RSBN,” Helios for EUROCONTROL, Tech. Rep. P1031C6, August 2009. (Cité page 38.)
- [100] J. Micallef et al., “FCI Technology Investigations: L-band Compatibility Criteria and Interference Scenarios Study - Deliverables S1-S7: L-Band Interference Scenarios,” Helios for EUROCONTROL, Tech. Rep. P1031D005, August 2009. (Cité page 38.)
- [101] Electronic Communications Committee (ECC), “Working paper on coexistence of FCS and TACAN systems,” 2010. (Cité page 68.)
- [102] European Organisation for Civil Aviation Equipment (EUROCAE), “Minimal Operational Performance Requirements for Distance Measuring Equipment Interrogator (DME/P and DME/N) operating within the Radio Frequency Range 960 to 1215 MHz (Airborne Equipment),” January 1987, document ED-54. (Cité pages 76, 90, 92, 98, 100, 102 and 109.)
- [103] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd, Ed. Prentice Hall communications Engineering and Emerging Technologies series, 2002. (Cité page 105.)